E. COSTA

INTRODUZIONE ALLA TELEVISIONE

HOEPLI EDITORE - MILANO

INTRODUZIONE
ALLA
TELEVISIONE

Dello stesso Autore:

IL PROIEZIONISTA DI FILM SONORI.
Hoepli, Milano, 1932.

IL CINELIBRO. PASSO RIDOTTO. 2ª edizione.
Hoepli, Milano, 1951.

GUIDA PRATICA DEL RADIORIPARATORE. 5ª edizione.
Hoepli, Milano, 1950.

ENRICO COSTA

INTRODUZIONE ALLA TELEVISIONE

281 illustrazioni nel testo e 7 tabelle
5 tavole fuori testo

EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO
1951

PREFAZIONE

Con questo libro si è cercato di impostare la trattazione del funzionamento di un televisore in modo che il radiotecnico acquisti facilmente le relative nozioni, supplementari alle proprie cognizioni. L'esposizione dei vari argomenti è stata semplificata al massimo tenendo presente la necessità di offrire al lettore un quadro sufficientemente completo dei fenomeni relativi a questo campo della tecnica elettronica. La stessa semplificazione è stata adottata per i segni grafici ed indicazioni sugli schemi, per far risultare più chiari quelli particolarmente complessi. Non ci si è attenuti ad una semplice descrizione dei principi del funzionamento delle varie parti ma si è voluto anche esporre un calcolo semplificato di esse che permetterà una più completa comprensione e la possibilità di un primo abbozzo di televisori sperimentali.

Una casa americana nelle prescrizioni per l'installazione dei suoi televisori aggiunge quanto segue:

« È importante per il radioriparatore o l'installatore di fare ogni sforzo per effettuare una buona installazione quando si vende un televisore non solo per il suo utile immediato ma anche per il bene di tutta l'industria. Il campo è complesso e richiede la perfezione. Solo quelli che hanno saldamente compreso ed assimilato i necessari principi tecnici sopravviveranno all'èra di concorrenza che ora si approssima. I seguenti dati per l'installazione non sono completi. Per essere utili ad un tecnico pratico debbono essere ampliati dallo studio e dall'esperienza da parte sua».

L'AUTORE

Roma, luglio 1950.

INDICE

INDICE DELLE TABELLE E DEI GRAFICI

CAPITOLO I

INTRODUZIONE

1. Il tubo catodico.

In un tubo elettronico, un triodo come in fig. 1 *a*), abbiamo un catodo, riscaldato da un filamento alimentato con corrente alternata, una griglia ed un anodo. Gli elettroni, resi liberi dal riscaldamento del catodo, sono attratti dall'anodo per la tensione positiva applicata a questo e, durante il loro tragitto, accelerati: essi lo vanno a colpire con una notevole velocità se la tensione anodica è sufficientemente elevata. Malgrado la loro massa infinitesimale con l'accelerazione gli elettroni acquistano una notevole energia cinetica e, colpendo l'anodo, possono farlo arrossare, venendo questa energia tramutata in calore. È facile osservare un simile fenomeno nei tubi finali di potenza quando la griglia non è polarizzata negativamente o, per guasto nei componenti del circuito, lo è positivamente. La griglia con la polarizzazione negativa riduce il flusso di elettroni sull'anodo e quando ad essa applichiamo un segnale, cioè una tensione alternata, abbiamo aumenti e diminuzioni della corrente di elettroni corrispondenti alle semionde positive e negative.

Un tubo catodico o oscillografo a raggi catodici è costituito come un triodo (fig. 1 *b*), e cioè in esso abbiamo ugualmente un catodo, un elettrodo di controllo, griglia, del flusso di elettroni ed un anodo. La differenza da un normale triodo consiste essenzialmente nella forma particolare che viene data a questi elettrodi per ottenere il risultato voluto. Il catodo è un tubicino chiuso in fondo (fig. 1 *c*), e su questo fondo è deposto lo strato di ossidi, che emette gli elettroni a bassa temperatura.

La griglia non è una spirale ma un altro tubo più grande, che circonda il catodo. Il fondo di questo tubo ha centralmente un foro, da cui possono uscire gli elettroni attratti dall'anodo; questo è costituito da un dischetto di metallo forato con o senza una appendice tubolare, in cui gli elettroni possono passare: dal susseguirsi dei due elettrodi G ed A forati central-

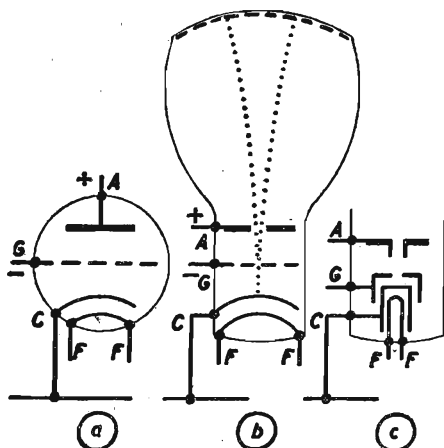



Fig. 1. – Similitudine fra un triodo ed un tubo catodico; in c) dettagli degli elettrodi di un tubo catodico.

mente si ottiene come risultato un fascetto di elettroni che passa anche oltre A e che va a colpire con elevata velocità il fondo del tubo catodico, ricoperto internamente di sostanze chimiche, costituenti lo schermo, che producono luce fluorescente quando gli elettroni cedono loro la propria energia cinetica.

Il passaggio di elettroni attraverso l'anodo A sembra ingiustificato, avendo questo elettrodo una tensione notevolmente positiva, da 3000 a 6000 V, rispetto al catodo: ma gli elettroni sono tanto accelerati da essa che trovando innanzi a loro l'apertura circolare dell'anodo finiscono in buona parte col continuare il loro tragitto. Inolte il tubo di vetro è internamente rivestito di uno strato conduttore di grafite, collegato elettricamente all'anodo, e che ha varie funzioni.

La griglia o elettrodo di controllo del fascio di elettroni è polarizzata negativamente, riducendo la densità del flusso di elettroni e quindi la brillantezza della macchia fluorescente sullo schermo. Aumentando sempre più la polarizzazione negativa si giunge all'interdizione del flusso di elettroni. A questo elettrodo possiamo quindi, come in un comune triodo, applicare una polarizzazione base, che determina una voluta brillantezza, e sovrapporre ad essa un segnale che farà diminuire o aumentare questa a seconda del senso e dell'ampiezza delle semionde.

La fluorescenza è prodotta sullo schermo dal fascetto di elettroni su di una superficie notevolmente grande, rotonda. In queste condizioni non possiamo utilizzare il tubo catodico perchè la macchia luminosa è troppo estesa: essa deve essere concentrata su di una zona molto piccola, un punto di circa un millimetro di diametro. Gli elettroni che escono dal foro della griglia costituiscono un fascetto che tende ad espandersi sempre di più; l'anodo con la sua costruzione tubolare riduce questo fascetto alla sola parte centrale, in cui gli elettroni si muovono molto parallelamente fra loro, ma, data la lunghezza del tubo catodico, essi cadono sullo schermo su di una superficie di qualche centimetro di diametro. Occorre un dispositivo che obblighi gli elettroni a concentrarsi su di una zona di dimensioni piccole come già detto ed esso deve far uso di un campo magnetico o elettrostatico per imporre tale controllo sugli elettroni in movimento. Per l'analogia con un fascetto di raggi luminosi che attraversano una lente questa concentrazione degli elettroni su di una zona dello schermo è detta messa a fuoco.

Per far uso di un campo magnetico si dispone intorno alla parte cilindrica del tubo catodico una bobina avvolta con qualche migliaio di spire di filo, in cui si fa circolare una corrente continua. Si ha così la produzione di un campo magnetico le cui linee di forza risultano molto parallele fra loro internamente alla bobina.

Quando un fascetto di elettroni si muove parallelamente alle linee di forza di un campo magnetico uniforme non si ha alcuna deflessione degli elettroni dal loro tragitto. Ma se un elettrone si sposta da tale parallelismo con una linea di

forza esso risente subito dell'influenza del campo che gli fa percorrere un tragitto a spirale sino ad incontrare nuovamente la stessa linea di forza. In tal modo un fascetto di elettroni, leggermente divergente, come quello che si ha dopo la sua fuoruscita dall'anodo acceleratore, sarà costretto dal campo magnetico a mantenersi con gli elettroni su tragitti ben pa-

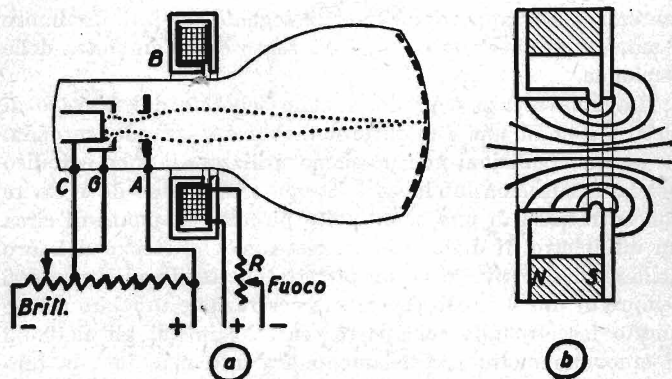



Fig. 2. – Tubo catodico con concentrazione elettromagnetica del fascetto di elettroni. In *b*) alla bobina di eccitazione è stato sostituito un magnete permanente. Le linee piene indicano l'andamento delle linee di forza del campo magnetico di piccola lunghezza.

ralleli durante il proprio transito nell'interno della bobina di campo.

Se il fascetto colpisce in tali condizioni lo schermo fluorescente si ha una macchia luminosa di dimensioni ancora troppo grandi. Ciò non avviene in pratica perchè le linee di forza che si mantenevano parallele nell'interno della bobina deviano sempre più da tale condizione quando giungono all'estremo di essa e in tale zona formano una lente elettronica che ha la possibilità di fornire la concentrazione del fascetto di elettroni e la sua messa a fuoco sullo schermo, perchè si ha la reazione fra gli elettroni che si spostano paralleli e le linee di forza magnetiche divergenti.

Regolando l'intensità del campo magnetico, variando la corrente circolante nella bobina *B* con il reostato *R* (fig. 2),

si ha la possibilità di regolare esattamente la messa a fuoco sullo schermo: il regolatore, previsto con comando esterno al televisore, per compiere tale operazione, è contrassegnato con la dicitura Fuoco, mentre il controllo, di cui abbiamo detto precedentemente, per la polarizzazione di base della griglia è contrassegnato con la dicitura Brillantezza o Intensità.

Per produrre il campo magnetico concentratore in molti casi si fa uso di un magnete permanente, che permette una notevole economia nel funzionamento del ricevitore. Esso è montato in modo da permettere un'accurata regolazione della sua posizione per risultare con il suo campo parallelo all'asse del tubo.

In alcuni casi si fa uso di un magnete permanente e di un elettromagnete i cui campi si sommano: la regolazione della corrente circolante in quest'ultimo permette un facile controllo della messa a fuoco.

Nei televisori si fa uso specialmente di tubi catodici con concentrazione magnetica perchè in tal modo il tubo è costruito molto semplicemente e risulta più economico. Si può far uso anche del sistema di concentrazione elettrostatica nel qual caso non abbiamo un solo anodo acceleratore ma due o tre, disposti uno di seguito all'altro, con tensione positiva crescente dall'anodo più vicino alla griglia a quello più lontano. Il primo o il secondo di questi anodi ha una tensione positiva regolabile per ottenere la messa a fuoco del fascetto di elettroni. Infatti data la differenza di tensione esistente fra i due anodi si ha la presenza di un campo elettrostatico fra essi, campo con superfici equipotenziali trasversali al moto degli elettroni: gli anodi sono conformati in modo da aversi una deformazione del campo di forma tale da far risultare la concentrazione del fascetto sullo schermo (fig. 3).

Dopo aver concentrato il fascetto di elettroni per poter ottenere un punto luminosissimo sullo schermo si deve poter spostare il fascetto stesso per ottenere in un punto qualsiasi dello schermo la sua traccia luminosa. Come per la concentrazione e messa a fuoco anche per la deviazione del fascetto di elettroni possiamo adoperare un campo magnetico o uno elettrostatico. Nei televisori con tubi catodici di grande diametro si fa uso in special modo della deviazione elettroma-

gnetica. Piazziamo esternamente al tubo catodico, dopo la bobina di concentrazione, due bobine A e B, collegate in serie (fig. 4). Inviando in esse una corrente si ha la produzione di un campo magnetico che risulta ad angolo retto con la direzione del fascetto di elettroni. In tali condizioni questo è assoggettato ad una forza che lo sposta ad angolo retto sia

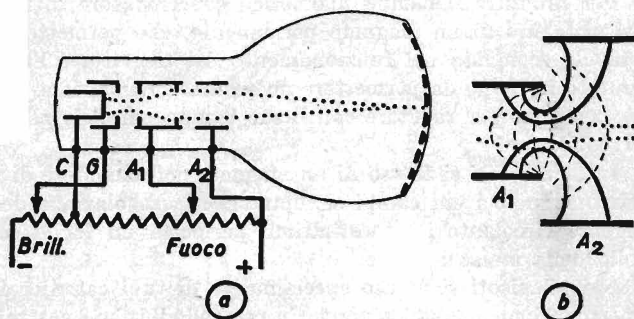



Fig. 3. – Tubo catodico con concentrazione elettrostatica del fascetto di elettroni: il partitore dell' A. T. permette la regolazione della messa a fuoco e dell'intensità luminosa della traccia. In *b*) è rappresentato a linee piene l'andamento delle linee di forza del campo elettrostatico esistente fra gli anodi, a linee tratteggiate le superfici equipotenziali prodotte.

con la propria direzione iniziale che con quella del campo magnetico di A e di B. La lunghezza di queste bobine, e quindi quella del campo magnetico fra esse, è piccola, nel senso della direzione del fascetto catodico, e questo subisce una deviazione, secondo un arco di cerchio, tanto più ampio quanto più intensa è la corrente che si fa circolare nelle bobine: se si aumenta la lunghezza delle bobine si può ridurre l'intensità della corrente per ottenere la stessa deviazione.

Le bobine sono disposte in modo da ottenere un campo magnetico sufficientemente uniforme lungo il collo del tubo catodico, come rappresentato in fig. 4 *b*), o si fa uso di adatti mezzi per realizzare tale uniformità, in modo che ad uguali aumenti di corrente corrispondano uguali deviazioni angolari del fascetto catodico. A seconda della direzione del campo magnetico questo fascetto è fatto deflettere in un senso o nel-

l'altro e se il campo magnetico è ottenuto inviando una corrente alternata nelle bobine si otterrà una traccia luminosa lineare verticale, la cui lunghezza dipende dall'intensità della corrente, estendendosi in egual misura al disopra e al disotto del punto di riposo.

Se le due bobine sono piazzate orizzontalmente, una sopra

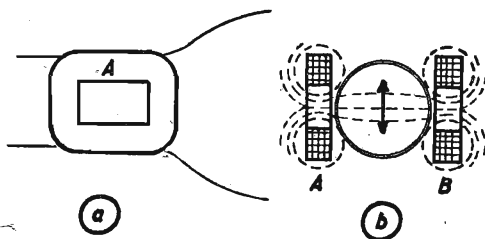



Fig. 4. – Tubo catodico con deviazione elettromagnetica; in *b*) configurazione del campo magnetico e sensi di deviazione del fascetto catodico.

l'altra sotto al collo del tubo catodico, si ha la produzione di un campo magnetico verticale che fa spostare il fascetto catodico orizzontalmente.

Nei televisori sono predisposte due coppie di bobine, due con l'asse verticale e due con l'asse orizzontale, per ottenere dalla loro azione combinata lo spostamento del fascetto catodico su di un punto qualsiasi dello schermo.

Per ottenere la deviazione elettrostatica sono previsti quattro elettrodi, internamente al tubo catodico, due placchette orizzontali e due verticali (fig. 5), per avere la deviazione in qualsiasi punto del fascetto catodico. Poichè alle placchette è applicata una tensione si ha attrazione o repulsione del fascetto di elettroni a seconda della polarità presente su di esse, quindi le due placchette orizzontali danno la deviazione orizzontale del fascetto e corrispondentemente le verticali.

Quando applichiamo alle due bobine di deviazione *A* e *B* di fig. 4 o fra due placchette di fig. 5 una tensione alternata di frequenza superiore ad una decina di Hz abbiamo un movimento tanto rapido del fascetto sullo schermo che l'occhio

ha l'impressione di una linea luminosa continua, per il ben noto fenomeno della persistenza dell'immagine. A ciò si deve aggiungere che il materiale fluorescente non cessa di emettere radiazioni visibili non appena gli elettroni sono deviati su di un altro punto e ciò contribuisce ad aumentare leggermente la continuità della luminosità della linea.

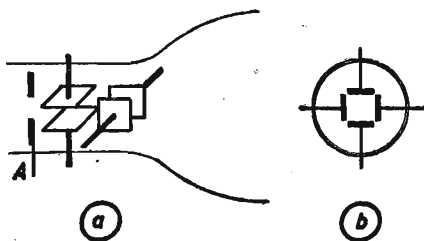



Fig. 5. – Tubo catodico con coppie di placchette per la deviazione elettrostatica.

2. Ricostruzione dell'immagine.

Per avere la ricostruzione dell'immagine trasmessa sullo schermo fluorescente del tubo catodico di un televisore occorre anzitutto ottenere su di esso una serie di righe orizzontali, parallele, che risultano dalla traccia del tragitto descritto dal fascetto di raggi catodici sullo schermo.

Dopo che il fascetto catodico ha descritto una riga, da sinistra a destra, esso viene spostato con molto maggiore rapidità nuovamente a sinistra e da qui inizia la tracciatura di una nuova riga. Ogni riga ha una brillantezza inversamente proporzionale alla rapidità di spostamento del fascetto catodico sullo schermo, quindi quanto più lentamente questo è deviato tanto più risulta luminosa la traccia del suo percorso. Le tracce dei ritorni del fascetto da destra a sinistra risultano molto meno luminose perchè descritte con molto maggiore rapidità.

Ogni nuova riga che il fascetto comincia a descrivere è leggermente spostata in basso, in modo da risultare parallela e distinta dalla precedente. Dopo aver descritto un de-

terminato numero di righe, che coprono completamente la superficie dello schermo destinata alla formazione dell'immagine, il fascetto è bruscamente deviato verso l'alto per poter nuovamente iniziare la tracciatura di tutta una nuova serie di righe, per potere cioè ricostruire un nuovo quadro completo.

Abbiamo quindi, come schematicamente raffigurato in

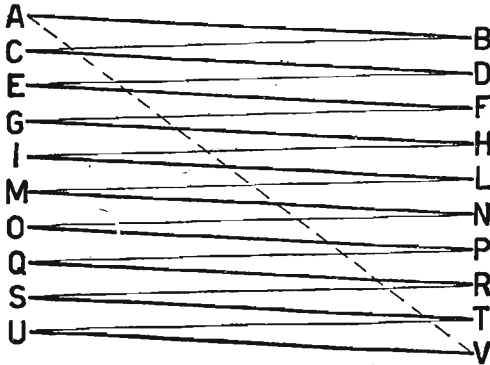



Fig. 6. – Righe e ritorni descritti dal fascetto catodico per costituire un quadro o immagine completa. Esplorazione successiva.

fig. 6, un numero di righe *A B*, *C D*, *E F* ecc. che risultano ben luminose, un egual numero di ritorni a tratto sottile, *B C*, *D E*, *F G*, ecc. che sono molto meno luminosi ed il ritorno *V A* di quadro (che in pratica non ha l'andamento rettilineo disegnato).

In queste condizioni poichè il numero di righe è notevole (da 425 a 819) lo schermo visto ad una conveniente distanza appare uniformemente luminoso.

Per la ricostruzione di un'immagine occorre che la luminosità dei vari punti dello schermo vari corrispondentemente a quelli della scena trasmessa.

Ciò è ottenuto semplicemente variando la quantità di elettroni che costituisce il fascetto catodico applicando il segnale fra griglia e catodo del tubo. Con tale modulazione del fascetto di elettroni si ha come risultato che ogni riga risulta costituita da una serie di punti o tratti più o meno

luminosi a seconda della maggiore o minore quantità di elettroni che costituiscono, in un determinato istante, il fascetto stesso (fig. 7).

Il numero di quadri da trasmettere in un secondo dipende dallo sfarfallio dell'immagine. L'occhio ha l'impressione della continuità di movimento quando appena 16 immagini sono proiettate in cinematografia o sono ricostruite in televisione ma la proiezione ha già mostrato come un simile numero di immagini arrechi un particolare disagio allo spettatore.

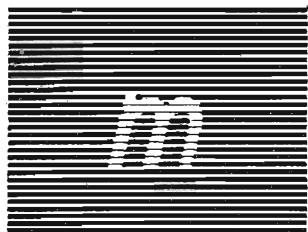



Fig. 7. – Formazione di una immagine con la variazione di luminosità delle righe.

L'occhio percepisce ancora l'interruzione di luce che si ha fra la proiezione di un'immagine e la successiva, necessaria durante lo spostamento di un fotogramma della pellicola. Questa percezione inoltre è tanto maggiore quanto più luminosa è l'immagine proiettata. In cinematografia si adottò l'otturatore, un settore che interrompe il fascio luminoso una o due volte durante la proiezione di un fotogramma: in tal modo il numero di immagini da 16 diventò 32 o 48. Con i film sonori si salì a 24 fotogrammi al secondo (per poter disporre di una lunghezza di pellicola sufficiente ad una buona registrazione dei suoni) e con un otturatore con due settori si hanno 48 immagini proiettate in un secondo. In tali condizioni l'immagine risulta perfettamente continua e lo sfarfallio non è avvertito minimamente.

In televisione si ricostruiscono 25 immagini al secondo ma anche in tali condizioni lo sfarfallio è apprezzabile per cui si è ricorsi, anche per altre ragioni, ad un sistema speciale di esplorazione e ricostruzione dell'immagine detto interlacciato o per righe alternate.

Secondo tale sistema l'esplorazione della superficie dello schermo avviene come in fig. 8. Partendo dal punto A il fascetto catodico descrive di seguito le righe $A\,B$, $C\,D$, $E\,F$, $G\,H$ e la mezza linea $I\,L$, poi esso ritorna superiormente al quadro descrivendo ancora una mezza linea partendo da M,

alla stessa altezza del punto A, e dopo la $M\ N$ sono tracciate le righe $O\ P$, $Q\ R$, $S\ T$, ed $U\ V$. Si ha poi il ritorno $V\ A$ e l'inizio di un nuovo quadro. Le righe descritte nella seconda sequenza sono equidistanti fra quelle descritte nella prima e quindi le due serie di righe costituenti un'immagine completa, due quadri, risultano fra loro alla stessa distanza delle

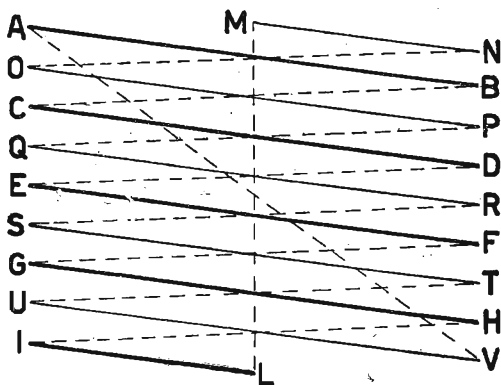



Fig. 8. – Esplorazione dello schermo con il sistema delle righe alternate (interlacciate).

righe di fig. 6. In entrambi i casi si ha lo stesso numero di righe, dispari.

Se il numero di righe che si ha nel caso di fig. 6 è di 625, nel caso di fig. 8 è di 312,5 per ogni quadro ma ancora in questo caso per la ricostruzione di un'immagine si hanno 312,5 + + 312,5 = 625 righe. Con questo particolare artificio si ha un numero di quadri doppio, 50 al secondo, mentre il numero di righe resta lo stesso e vedremo di quale importanza sia tale risultato.

Il numero delle immagini o dei quadri ricostruiti in un secondo dev'essere uguale o un sottomultiplo della frequenza della corrente alternata di alimentazione perchè in tal modo si evitano particolari forme di interferenze, che potrebbero risultare fra la tensione anodica di alimentazione del televisore e l'immagine ricostruita (produzione di bande oriz-

zontali più o meno luminose che si spostano nel senso verticale dell'immagine). In Italia si sta generalizzando l'adozione di una frequenza di rete di 50 Hz e quindi tale risulta anche il numero dei quadri ricostruiti (25 immagini). In America dove la frequenza è di 60 Hz si hanno trasmissioni con 60 quadri (30 immagini).

3. Frequenza di modulazione.

La distanza dell'osservatore dallo schermo è in qualche modo dettata dall'angolo che si ottiene congiungendo l'occhio dello spettatore con i due lati dell'immagine. Tale angolo deve essere sui 20° per ottenere una visione molto comoda. Ma in realtà occorre in televisione accontentarsi di un angolo visuale molto minore, sui 10°, in modo che con più di 400 righe su di uno schermo di 22,5 × 30 cm, ad una distanza di circa due metri l'osservatore non possa distinguere una riga da un'altra (ogni coppia risulta osservata sotto un angolo di circa un primo). La distanza media di 2 m è normale per gli usi casalinghi permettendo comodamente a più persone di raggrupparsi intorno al televisore. Mantenendo lo stesso numero di righe per uno schermo più grande basterà aumentare corrispondentemente la distanza dell'osservatore per mantenere lo stesso angolo di osservazione e ottenere la stessa qualità di immagine.

Abbiamo così ottenuto un primo dato caratteristico da adottare nell'analisi per la trasmissione delle immagini, cioè l'uso di oltre 400 righe. Il fascetto elettronico esploratore dello schermo produce su questo una macchiolina rotonda la cui dimensione dipende da vari fattori ma che va mantenuta entro la distanza fra due righe consecutive per avere al massimo solo una sottilissima zona di separazione.

Se lo schermo è quadrato lo stesso numero indicante le righe indica i punti o elementi di immagine contenuti in ogni riga. Poichè lo schermo è più grande nel senso della lunghezza basterà moltiplicare il quadrato del numero delle righe per il rapporto fra lunghezza ed altezza dello schermo, sempre maggiore dell'unità. Il numero di punti dell'immagine è

quindi dato da

$$e = n^2 \frac{L}{A}$$

in cui:

e = punti dell'immagine
n = numero delle righe
L = lunghezza dell'immagine in cm
A = altezza dell'immagine in cm.

Così su di uno schermo che viene esplorato con 625 righe e le cui dimensioni sono 22,5 × 30 cm possiamo ritenere che l'immagine sia composta da

$$390\,625 \cdot 1{,}33 = 519\,530 \text{ elementi di immagine}$$

Con i due dati caratteristici ottenuti, 25 immagini al secondo e 625 righe, con un rapporto di dimensioni di 4 a 3, possiamo ora calcolare la frequenza massima che va trasmessa via radio, ritenendo che tutti i vari punti in cui sia scomposta l'immagine siano alternativamente bianchi e neri, fig. 9. Poichè i punti che costituiscono l'immagine, formati da tanti quadratini, ci sono dati dalla formula e poichè le immagini in un secondo sono N il numero di punti d'immagine trasmessi in un secondo è

$$E = n^2 \frac{L}{A} N = 519\,530 \cdot 25 = 12\,988\,256 \qquad [1]$$

Ma questo numero non ci indica la frequenza massima che dobbiamo trasmettere. Osserviamo infatti le serie di punti che costituiscono una riga: il fascetto analizzatore passando dal primo punto al secondo produce una variazione di corrente corrispondente da nero a bianco. A due variazioni corrisponde quindi una completa onda che dovrebbe avere una forma quadrata come nella curva b) di fig. 9. Ma l'elemento analizzatore si sposta progressivamente da un elemento bianco ad uno nero e per la presenza di impedenze nei circuiti elettrici, in cui va inviata la corrente risultante, abbiamo effettivamente una corrente che tende ad assumere una forma sinu-

soidale, e che per semplicità immagineremo perfettamente sinusoidale.

Poichè dal passaggio del fascetto analizzatore, da un elemento di immagine ad un altro, abbiamo una variazione di corrente e poichè ad ogni due variazioni corrisponde un'onda completa la massima frequenza prodotta, ritenendo tutti i

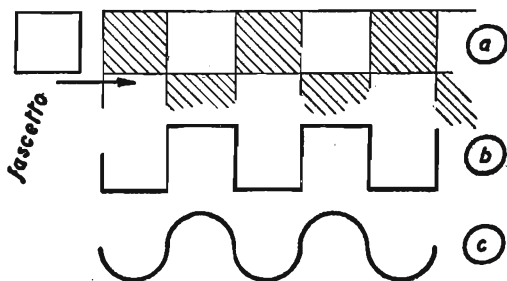



Fig. 9. – Scomposizione delle righe in punti di immagine quadrati; in *b*) tensione alternata teorica corrispondente alla loro analisi; in *c*) tensione alternata praticamente risultante. Si immagina che anche la sezione del fascetto esploratore, del tubo fotoelettrico del trasmettitore, sia quadrata.

punti dell'immagine come in fig. 9, è uguale alla metà dei punti d'immagine, quindi nell'esempio su esposto

$$f = \frac{E}{2} = 6\,494\,128 \text{ Hz}$$

È questa effettivamente la frequenza massima fondamentale prodotta dall'analisi. Ma perchè si abbia una corrente che dalla forma sinusoidale ammessa (fig. 9 *c*) si avvicini a quella praticamente irraggiungibile di fig. 9 *b*) occorre che si abbia un numero di armoniche di detta fondamentale molto elevato, come ordine e come ampiezza. Praticamente si dovrebbe avere la produzione di settima od ottava armonica dall'analisi e la possibilità di amplificare tali frequenze per poter ricostruire con buona approssimazione in ricezione tutti i punti dell'immagine. Appare subito evidente l'impossibilità di avere un'amplificazione uniforme di una banda di fre-

quenze che da vari megaherz scenda sino ad un valore minimo che determineremo.

Praticamente la necessità di avere la riproduzione delle armoniche della frequenza massima è senz'altro scartata ed è ridotta anzi la stessa frequenza massima moltiplicandone il valore trovato per un coefficiente, che più comunemente oscilla da 0,6 a 0,75, detto rapporto di utilizzazione. Tale possibilità è dovuta al fatto che molti elementi di immagine risultano compresi su varie righe e sono quindi perduti o distorti. Per rientrare nella gamma di frequenze trasmesse dai sistemi americani adottiamo il coefficiente di 0,6 per cui

$$f_{max} = 0{,}6 \frac{E}{2} = 0{,}6 \cdot 6\,494\,128 = 3\,896\,476 \text{ Hz} \qquad [2]$$

cioè possiamo ritenere la frequenza massima di modulazione del fascetto catodico di 4 MHz.

Può sembrare che la frequenza più bassa da comprendere nella gamma da amplificare uniformemente sia quella corrispondente all'esplorazione delle righe, ognuna delle quali sia dello stesso colore, tutte nere o tutte bianche o comunque alternate. In tal caso la frequenza ci è data da

$$f_1 = n\,N \qquad [3]$$

In realtà quando abbiamo una riga formata da tutti gli elementi di immagine ugualmente luminosi dovremmo poter disporre di circuiti elettrici che amplifichino bene una frequenza zero corrispondente alla continuità di illuminazione fornita dai vari elementi della riga. Alla fine di questa si ha il segnale di sincronizzazione, che, come vedremo meglio in seguito, fa ritornare rapidamente il fascetto esploratore dalla fine di una riga al principio della seguente e di cui la cadenza è uguale ad f_1, ma la cui frequenza, data la brevissima durata del segnale è molto maggiore e, datane anche la forma particolare, molto ricca di armoniche elevate.

Non essendo facile la messa a punto di amplificatori in corrente continua si provvede ad ottenere una buona amplificazione di frequenze molto basse con un'adatta costruzione

di amplificatori con accoppiamento a resistenza capacità. La gamma di frequenze da riprodurre, cioè la video frequenza va quindi da qualche decina di herz, ad esempio 30, a 4 MHz.

Utilizzando i normali sistemi di modulazione di un'onda portante abbiamo con una simile gamma di frequenze due bande laterali che si estendono di 4 MHz al disotto e al disopra della portante. Poichè le frequenze modulanti sono molto elevate dobbiamo adottare come portante una frequenza molto maggiore, per poter ottenere una modulazione perfetta. Ci si trova quindi obbligati ad adottare onde di frequenze superiori a 30 MHz, onde più corte di 10 m.

In un primo momento tale necessità destò apprensione specie per ciò che riguarda la loro propagazione. Dall'esperienza acquistata è risultato invece che l'adozione di tali onde ultracorte oltre che necessaria agli effetti della modulazione presenta numerosi vantaggi.

Le onde sino a 10 m non presentano fenomeni di riflessione da parte degli strati superiori dell'atmosfera: non sono così da temere interferenze fra le varie stazioni di televisione. Queste onde si comportano similmente alle radiazioni luminose e quindi il ricevitore per captarle deve trovarsi in posizione adatta per una visione quasi diretta della antenna trasmittente dall'antenna ricevente. Effettivamente per frequenze inferiori ai 300 MHz abbiamo sempre una parziale riflessione e possibilità di penetrazione attraverso corpi poco conduttori, per cui ci si può allontanare alquanto dalla pura copertura ottica dell'antenna trasmittente. In pratica sono attualmente adottate frequenze dai 40 agli 80 MHz (7,5 a 3,75 m) ed anche 175 a 215 MHz (m 1,71 a 1,39).

Dalla mancanza di riflessione di dette onde dagli strati elevati dell'atmosfera si ha anche la mancanza di evanescenza, prodotta per l'arrivo di oscillazioni dirette e riflesse dalla stratosfera che, dopo un differente percorso, si trovano in opposizione di fase più o meno completa. Il ristretto campo di azione che viene così ad avere un trasmettitore è vantaggioso per la selettività molto ridotta che debbono presentare i ricevitori data la gamma notevole di frequenze che ricevono senza un'attenuazione rilevante. Il trasmettitore stesso ha inoltre un rendimento molto basso, inferiore al 10%, per lo smorza-

mento necessario sui circuiti oscillatori per la copertura delle bande laterali. Vedremo poi come i televisori debbono avere una sensibilità limitata per ridurre l'entità dei disturbi, che danneggerebbero la qualità dell'immagine, e per evitare sovraccarichi del tubo catodico con eccesso di contrasto dell'immagine o di uno dei tubi amplificatori (con perdita dei segnali sincronizzatori se la modulazione è negativa). La trasmissione della parte sonora del programma avviene anche essa su onda ultra corta, leggermente differente da quella adoperata per la visione, unicamente per poter adoperare lo stesso complesso antenna ricevente e sezione alta frequenza o anche la MF del ricevitore per entrambi i segnali. Il trasmettitore consiste in realtà di due stazioni trasmittenti completamente separate, irradianti contemporaneamente. Nella tabella seguente sono elencate le gamme di frequenze disponibili su ricevitori americani a cui corrispondono le indicate frequenze di trasmissioni della visione e del suono. Ogni gamma ha una larghezza di 6 MHz, in cui potrebbero essere compresi 666 trasmettitori radio distanziati di 9 KHz fra loro.

I

CANALI DELLE TRASMISSIONI TELEVISIVE AMERICANE.

Gamma		Visione	Suono	Gamma		Visione	Suono
N°	MHz	MHz	MHz	N°	MHz	MHz	MHz
1	44 ÷ 50	45,25	49,75	7	174 ÷ 180	175,25	179,75
2	54 ÷ 60	55,25	59,75	8	180 ÷ 186	181,25	185,75
3	60 ÷ 66	61,25	65,75	9	186 ÷ 192	187,25	191,75
4	66 ÷ 72	67,25	71,75	10	192 ÷ 198	193,25	197,75
5	76 ÷ 82	77,25	81,75	11	198 ÷ 204	199,25	203,75
6	82 ÷ 88	83,25	87,75	12	204 ÷ 210	205,25	209,75
				13	210 ÷ 216	211,25	215,75

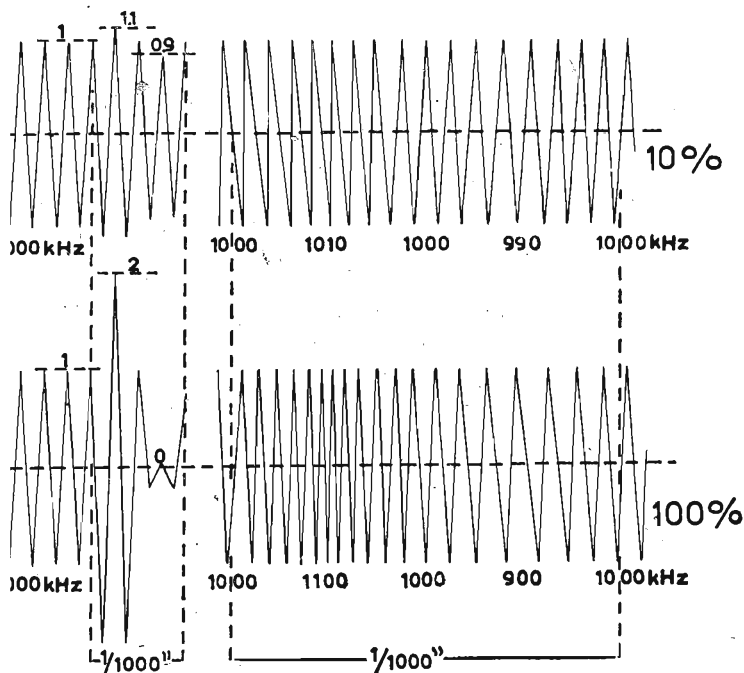



Fig. 10. – Modulazione in ampiezza e in frequenza.

4. Il segnale di televisione.

In fig. 10 è rappresentata la modulazione in ampiezza e in frequenza della portante di un trasmettitore.

Per la modulazione di ampiezza una tensione in B.F. di ampiezza 1/10 di quella della portante (e corrispondente ad un suono di intensità 1/10 della massima che vogliamo trasmettere) sovrapposta a questa, in modo da ottenere la modulazione, ne fa variare l'ampiezza di $\pm$ 0,1 dell'ampiezza originale. Quando la modulazione è portata al 100% abbiamo variazioni dell'ampiezza della portante da 0 ad un valore doppio dell'originale. Con la modulazione di frequenza occorre stabilire la variazione massima di frequenza che si vuole ottenere

quando il segnale raggiunge l'ampiezza massima: stabiliamo che per i suoni di massima intensità si abbia una variazione di frequenza di 100 kHz. Ad un suono di intensità 1/10 della massima corrisponde una variazione di frequenza di ± 10 kHz. Ad un suono di intensità massima corrisponde una variazione di ± 100 kHz.

In entrambi questi due tipi di modulazione abbiamo anche modulazione di fase ma l'orecchio non risente di tale variazione rispetto ai suoni originali quindi essa è sempre trascurata. Colleghiamo infatti fra bobina mobile di un altoparlante e secondario del trasformatore di uscita un commutatore che permetta d'invertire i collegamenti relativi: variando anche molto rapidamente la sua posizione non ci accorgiamo di alcuna variazione nella riproduzione.

Il processo di trasmissione e ricezione televisiva è paragonabile ad un processo fotografico: in essi l'immagine può risultare positiva, cioè come vediamo l'originale, o negativa, cioè con i valori della luminosità invertiti per cui ai punti più bianchi dell'originale corrispondono i punti più neri dell'immagine. Nei due processi abbiamo la possibilità di invertire quante volte vogliamo i valori della luminosità.

La portante di un trasmettitore di televisione è un'onda che viene modulata in ampiezza durante la trasmissione, da un doppio segnale e cioè da quello video, corrispondente agli elementi della scena da trasmettere e da quelli di sincronismo necessari per avere la ricostruzione esatta della scena sul tubo catodico del ricevitore. I due segnali si sommano in ampiezza, pur mantenendosi separati in modo da risultare perfettamente riconoscibili, osservando la portante modulata su di un tubo catodico. Oltre a questa doppia modulazione possiamo avere l'inversione della posizione di ognuno di essi, che può risultare verso l'ampiezza massima (fig. 11).

Nel primo caso abbiamo una portante che ha come modulazione fissa fino al 30% quella imposta dai segnali di sincronismo, oltre tale ampiezza ne abbiamo una variabile, che può raggiungere il 100%, dovuta ai segnali video. Nel secondo caso, poichè rimane variabile quella dei segnali video, abbiamo una ampiezza costante al 100%: dal 100% all'80% abbiamo una modulazione di ampiezza fissa dovuta ai segnali di sin-

cronismo, dall'80% in sotto abbiamo la modulazione video che può raggiungere anche il 0%.

Nel primo caso abbiamo una modulazione positiva (sistema inglese e francese) nel secondo una negativa (come si è stabilito di chiamarla risultando invertita rispetto alla precedente, sistema americano). Nel ricevitore abbiamo sempre la possibilità, con mezzi egualmente semplici, di rivelare una o l'altra portante e di ottenere sullo schermo la stessa immagine.

Nella fig. 11 è rappresentata la modulazione della portante video durante la trasmissione di alcune righe di un quadro, ma essa non si mantiene sempre con le stesse caratteristiche: terminato il complesso di righe di un quadro la modulazione di righe è soppressa per un certo numero di esse ed in tale intervallo viene inserito il complesso di segnali di sincronismo del quadro.

Ogni nazione ha un sistema di sincronizzazione ed accenniamo qui brevemente al sistema americano ed a quello francese salvo a riprendere poi i dettagli che più interessano la loro esposizione. In fig. 12 *a*) abbiamo anzitutto un segnale di sincronismo riga, poi una serie di impulsi dello stesso tipo ma ognuno in un tempo uguale a mezza riga. Viene quindi l'impulso di quadro che fa ritornare il fascetto catodico dal basso all'alto del quadro. Questo segnale dura ben tre righe e per non far perdere il sincronismo all'oscillatore di riga esso è interrotto in modo che ogni due interruzioni si ha l'impulso di sincronismo riga. Per 21 righe non si ha modulazione della portante ma solo i segnali di sincronismo.

Col sistema francese, fig. 12 *c*), si ha invece l'interruzione della modulazione per 41 righe, resta sempre la sincronizzazione relativa e si ha dopo quattro righe il segnale di sincronizzazione quadro, molto più ampio di quelli di riga.

Dopo la rivelazione il segnale di televisione appare come in fig. 11 *b*) o *d*): se esso è applicato al tubo catodico in modo che un aumento del segnale video rende la griglia più positiva (o meno negativa) rispetto al catodo si ha un aumento del flusso di elettroni e quindi della luminosità dell'immagine. Un segnale di massima ampiezza fa ottenere la massima luminosità dello schermo, quindi l'immagine risulta positiva.

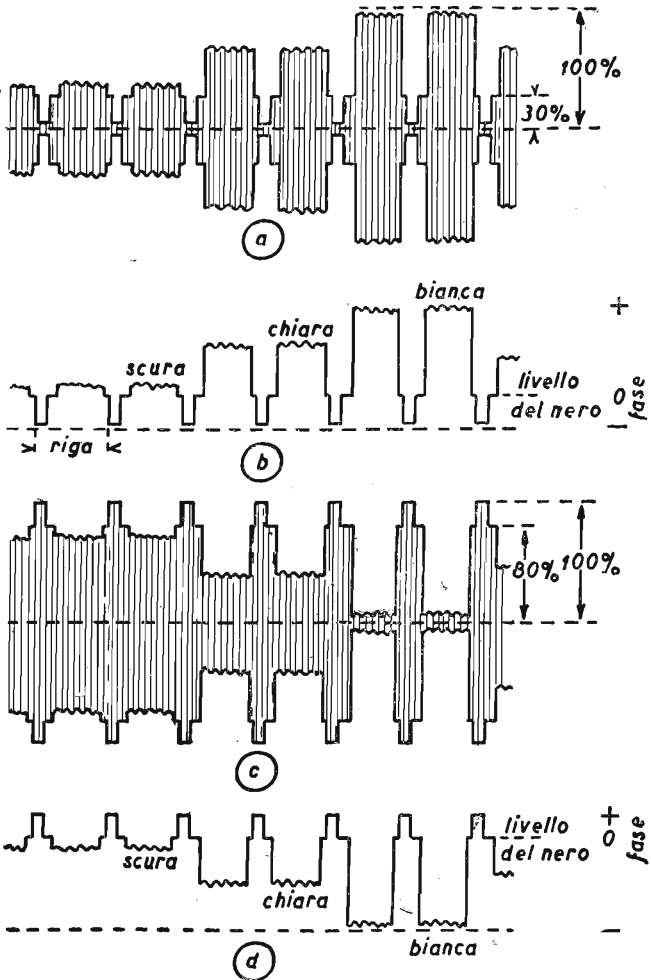



Fig. 11. – Modulazione della portante di un trasmettitore di televisione. In *a*) portante con modulazione positiva ed in *b*) segnale rivelato corrispondente. In *c*) portante con modulazione negativa ed in *d*) segnale rivelato corrispondente.

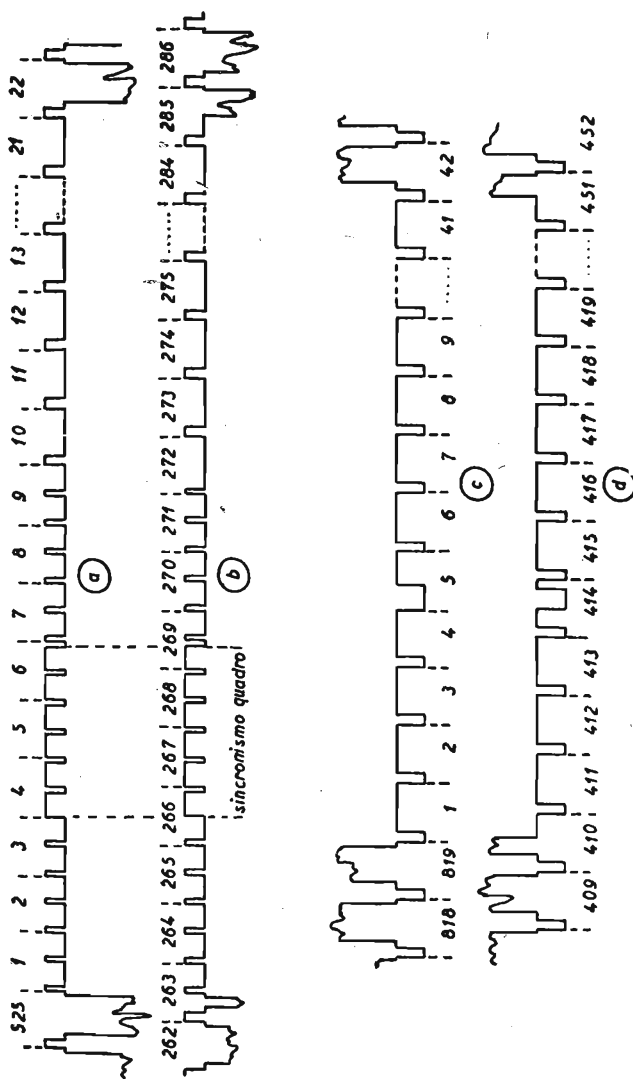



Fig. 12. – Segnali di sincronismo riga e quadro secondo lo standard americano, in *a*) per i quadri dispari ed in *b*) per i pari. In *c*) e *d*) i corrispondenti segnali dello standard francese.

L'inversione del collegamento al tubo catodico fa si che alla massima ampiezza corrisponde la massima tensione negativa applicata alla griglia: si ha un'immagine negativa perchè a tale tensione corrisponde la luminosità zero dello schermo.

L'inversione del collegamento al tubo catodico può apparire impossibile perchè il collegamento della griglia col tubo

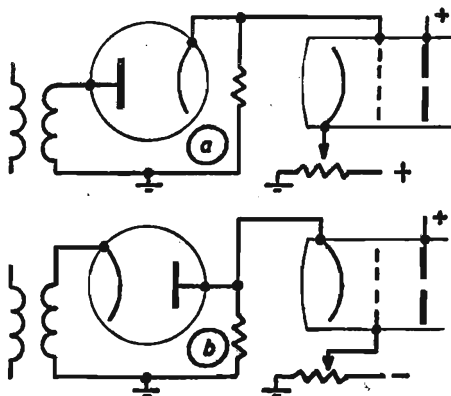



Fig. 13. – Collegamenti diretti fra diodo rivelatore e tubo catodico.

rivelatore è a mezzo di un solo filo, ma se l'uscita del rivelatore è inviata al catodo abbiamo l'inversione desiderata: in entrambi i casi di segnali rivelati di fig. 13 abbiamo un'immagine positiva sullo schermo del tubo catodico (con modulazione positiva della portante).

BIBLIOGRAFIA

FINK: *Principles of television engineering.* Mc Graw Hill. New York, 1940.

DELABY: *Principes fondamentaux de television.* Eyrolles, Paris 1948.

CHAUVIERRE: *La television.* Dunod, Paris 1938.

REYNER: *Television. Theory and practice.* Chapman e Hall, London.

VON ARDENNE. *Television reception.* Chapman e Hall, London 1937.

SCHERAGA, ROCHE: *Video Handbook.* Boland, Boyce. Montclair. N. J. 1949.

GROB: *Basic television. Principles and servicing.* Mc Graw Hill, New York 1949.

MONTÙ: *Televisione.* « Radio Giornale », Milano 1949.

CAJONE: *Televisione.* Rispoli, Napoli 1945.

MYERS: *Electron Optics. Theoretical and practical.* Van Nostrand, New York 1939.

MALOFF e EPSTEIN: *Electron optics in television.* Mc Graw Hill, New York 1938.

KLEMPERER: *Electron optics.* « University Press. », Cambridge (Eng.), 1939.

ZWORYKIN e MORTON: *Television.* Wiley, New York 1940.

KIVER: *Television simplified.* Van Nostrand, New York 1948.

JOHNSON e NEWIST: *Practical television servicing.* Murray Hill, New York 1949.

SCHRÖTER: *Fernsehen.* Springer, Berlin 1937.

STURLEY: *Radio receiver design.* Parte II. Chapman e Hall, London 1949.

KEEN: *Principles of television reception.* Pitman, London 1950.

NOLL: *Television for radiomen.* Mc Millan, London 1950.

HELLER e SHULMAN: *Television Servicing.* Mc Graw Hill, New York 1950.

RABINOFF: *Questions and answers in television engineering.* Mc Graw Hill, New York 1950.

NOLL: *Television for radiomen.* Mc Millan, New York 1950.

MATTHEWS: *Television components handbook.* « Philco Corp. ». Philadelphia 1950.

— *Servicing television receivers.* « Sylvania electric products ». New York 1950.

— *Video handbook.* « Boyce-Roche ». Montclair, N. J. 1950.

DELBORD: *Les normes de television.* « Revue Optiques ». Paris, 1950.

X.: *Radio and television mathematics.* Mc Millan, New York 1950.

CAPITOLO II

L'AEREO

5. Il dipolo.

Un sottile filo di rame, teso nello spazio, costituisce un aereo: esso risuona ad una frequenza ben determinata, quella cioè la cui lunghezza d'onda è il doppio della lunghezza del filo. Poichè questo pezzo di filo è il più corto che si possa far risuonare a quella frequenza si preferisce questo tipo di aereo, perchè è il più semplice ed economico, per i ricevitori di televisione e per modulazione di frequenza, cioè sempre che si debba lavorare a frequenze oltre i 40 MHz.

Quando un dipolo in mezz'onda, com'è chiamato questo tipo di aereo, è colpito da onde elettromagnetiche di frequenza adatta entra in oscillazione come un circuito oscillatorio ed ai suoi estremi abbiamo la massima tensione. Al centro è massima invece la corrente (fig. 14 *a*), e dividendo a metà il dipolo possiamo, con un'adatta linea di trasmissione, inviare questa corrente al ricevitore. La tensione al centro dovrebbe essere nulla ma per la resistenza del dipolo ha sempre un piccolo valore.

Con la sua particolarità di risultare un aereo accordato alla frequenza del segnale in arrivo si ha un miglioramento del funzionamento del ricevitore.

I disturbi radio risultano infatti attenuati rispetto al segnale captato poichè questo è a un livello molto più elevato di essi per effetto della risonanza.

La lunghezza che deve avere un dipolo, per la ricezione di un segnale di determinata frequenza, non è esattamente uguale alla metà della lunghezza d'onda di quel segnale. Il diametro del conduttore adoperato per la costruzione del dipolo, nor-

malmente bacchette o tubi di rame, ottone o alluminio, influisce su questa lunghezza e così pure il punto in cui due isolatori mantengono fissate le aste del dipolo.

Quando gli isolatori di supporto sono fissati al centro del dipolo, in modo che i collari di supporto delle aste sono adoperati anche come morsetti di collegamento alla linea di trasmissione, si ha con buona approssimazione dalla formula seguente la lunghezza del dipolo in metri

$$l = \frac{142{,}5}{f} \qquad [4]$$

in cui f è la frequenza in MHz del segnale da ricevere.

Per la ricezione di un trasmettitore a 80 MHz la lunghezza del dipolo risulta quindi $l = 142{,}5/80 = 1{,}78$ m.

La distanza che deve esistere fra le due aste centralmente al dipolo va mantenuta ad un massimo di 20 mm.

La lunghezza esatta non è eccessivamente importante per i dipoli per televisori perchè la gamma di frequenze che occorre ricevere con uguale intensità è di alcuni megahertz e il dipolo è costruito sempre per rappresentare un compromesso. Da alcuni costruttori il dipolo è costruito di dimensioni adatte a risuonare alla frequenza nominale della trasmissione di televisione, da altri a quella della portante suono, o ad un valore intermedio della gamma.

Quando il ricevitore è costruito in modo da poter ricevere varie stazioni di televisione il dipolo può essere di dimensioni rispondenti ad una frequenza media della minima e della massima su cui può essere accordato il ricevitore, naturalmente con una riduzione nella resa per le stazioni che risultano più lontane dalla frequenza di accordo. Se, come in America, si hanno due gamme di trasmissione ($44 \div 88$ e $174 \div$ $\div 216$ MHz) è sovente necessario di fare uso di due dipoli per poter ottenere una buona ricezione per le due gamme ma occorre anche tener presente che un dipolo fornisce anche un massimo di corrente per una frequenza tripla dalla fondamentale (fig. 14 *b*). Un dipolo per 60 MHz fornisce quindi un massimo di corrente anche a 180 MHz.

Dei dipoli dobbiamo ancora esaminare delle caratteristiche

come l'impedenza, la direzionalità e la polarizzazione, particolarmente interessanti per la televisione.

L'impedenza di un dipolo è data dal rapporto fra la tensione e la corrente in un punto di esso che interessa prendere in esame. Poichè al centro la tensione è minima sarà pure minima l'impedenza del dipolo ed infatti essa si aggira per

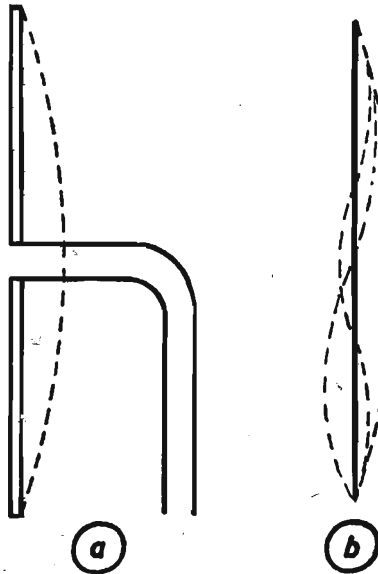



Fig. 14. – Dipolo. Le linee tratteggiate indicano l'intensità della corrente.

tutti i dipoli, costruiti come si è sin qui detto, sui 70 Ω. L'impedenza aumenta verso gli estremi del dipolo.

L'impedenza di un dipolo dipende dalle dimensioni del conduttore adoperato. Quando fra la lunghezza del dipolo ed il diametro del conduttore si supera un rapporto di 10 000 l'impedenza è superiore a 70 Ω, per un rapporto oltre 1000 l'impedenza è superiore a 67 Ω, quando il rapporto è di 100 l'impedenza è di 60 Ω.

L'aumento del diametro del conduttore fa aumentare la capacità distribuita per unità di lunghezza e diminuire l'in-

duttanza, quindi si ha una riduzione del Q del dipolo per cui la sua curva di risonanza risulta appiattita. Ciò rappresenta un notevole vantaggio per i televisori data la larghezza di banda che occorre ricevere con uniforme attenuazione.

La caratteristica di direzionalità, cioè di maggiore sensibilità per i segnali provenienti da determinate direzioni, è posseduta da tutti gli aerei e quindi pure dai dipoli. Questi hanno una direzionalità spiccata nel senso orizzontale e tutto intorno. Durante la trasmissione si ha la produzione intorno ad un dipolo di due campi uno elettrostatico ed uno magnetico, ad un angolo retto fra loro. Le onde elettromagnetiche emesse hanno una polarizzazione la cui direzione è data dalla direzione delle linee di forza del campo elettrostatico. Un dipolo verticale produce interno a sè un campo elettrostatico le cui linee di forza sono verticali e quindi le onde irradiate sono polarizzate verticalmente. Se disponiamo il dipolo orizzontalmente si ha un identico funzionamento, solo le linee di forza del campo elettrostatico risultano orizzontali e le onde irradiate risultano polarizzate orizzontalmente.

È necessario che il dipolo ricevente sia polarizzato allo stesso modo del dipolo trasmittente per poter ottenere la massima corrente indotta: se quest'ultimo è orizzontale anche il primo dovrà essere piazzato orizzontalmente.

Quando un dipolo è piazzato a piccola altezza da terra il miglior rapporto fra segnali e disturbi è dato da onde e dipoli polarizzati verticalmente. Quando si aumenta l'altezza del dipolo (fissandolo sul tetto di una casa) si ottengono migliori risultati con la polarizzazione orizzontale: le interferenze dovute ai motori d'automobile risultano più attenuate e più accentuate le riflessioni dovute ad aeroplani in transito.

Per non interferire in modo apprezzabile sul funzionamento del dipolo occorre che la linea di trasmissione collegata centralmente alle due aste, si allontani verticalmente da esse, come disegnato in fig. 14 *a*) e quindi ripiegandosi ad angolo retto sia fissata al palo di sostegno del dipolo.

Esistono vari tipi di dipoli per televisori, per cui si è cercato con vari artifizi di ottenere una selettività poco spinta e nello stesso tempo la massima resa. Abbiamo così dipoli ripiegati, dipoli a gabbia, a doppio V, ecc.

Il dipolo ripiegato (fig. 15) presenta due vantaggi sul dipolo normale e cioè un aumento della propria impedenza e un aumento della larghezza della curva di risonanza. L'aumento di impedenza è proporzionale al quadrato dell'aumento di superficie dei conduttori. Così se il dipolo ripiegato è costituito da due dipoli in parallelo, ognuno con impedenza di

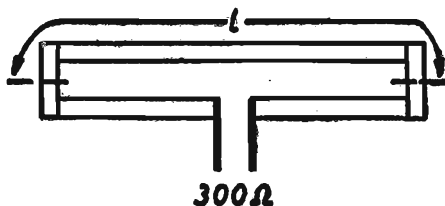



Fig. 15. – Dipolo ripiegato.

70 Ω, si ha un rapporto di impedenza di 4 : 1 cioè la linea di trasmissione deve ora essere con caratteristica di 280 Ω.

L'appiattimento della curva di risonanza, per cui si hanno risultati ottimi, si ha per una larghezza di banda dell'ordine del 2% della frequenza di risonanza. Aggiungendo a questo risultato quello ottenuto a mezzo di un aumento del diametro dei conduttori (tubi da 20 a 30 mm), che comporta una riduzione del Q del circuito, per cui la reattanza degli elementi varia lentamente con la frequenza, si ha una resa uniforme e massima per una gamma di frequenze notevolmente più ampia.

6. Il riflettore.

In molti casi il dipolo riceve lo stesso segnale da più di una direzione e cioè non solo dal trasmettitore direttamente ma anche per riflessione da costruzioni, colline, ecc. Poichè il percorso effettuato da questi segnali riflessi è maggiore di quello del segnale diretto si possono avere sullo schermo del televisore immagini spostate, sfalsate rispetto alla principale, che rendono impossibile una ricezione nitida.

Occorre in tale caso proteggere il dipolo almeno dal lato

opposto al trasmettitore con un dipolo senza interruzione a metà e senza alcun collegamento elettrico, ch'è chiamato riflettore, perchè oltre alla funzione di schermo compie quella di riflettore delle onde in arrivo concentrandole sul dipolo attivo.

Questo dispositivo è indispensabile in molte località lontane dal trasmettitore in cui i disturbi e le interferenze possono raggiungere una notevole intensità rendendo impossibile l'osservazione dell'immagine. Anzitutto la direzionalità è notevolmente aumentata riducendosi la ricezione ad un angolo relativamente ristretto. Interferenze e disturbi provenienti da particolari direzioni possono essere completamente eliminati ruotando il dipolo attivo in modo da risultare schermato dalla direzione suddetta: si ha riduzione del segnale ricevuto ma in alcuni casi tale riduzione è pienamente compensata dall'eliminazione dei disturbi.

Fig. 16. – Dimensioni di un dipolo con riflettore.

Il riflettore è un'asta uguale al dipolo attivo, lunga un po' più di esso, infatti dalla formula (4) abbiamo che la lunghezza del dipolo attivo è uguale a metà lunghezza d'onda meno il 5%, mentre per il dipolo passivo tale riduzione va effettuata solo per il 3%. La distanza fra i due dipoli dev'essere di circa 0,2 a 0,25 la lunghezza d'onda da ricevere, ma essa risulta critica e per ottenere la massima intensità del segnale è necessario che il supporto del riflettore permetta uno spostamento di questo in modo che per tentativi si ottenga il miglior risultato. La presenza del riflettore influisce sull'impedenza al centro del dipolo attivo ed il valore di questa può essere notevolmente ridotto avvicinandoli troppo.

Riducendo la lunghezza del dipolo rispetto al valore cal-

colato e aumentando invece quella del riflettore si può con un'accurata regolazione ottenere una resa con due picchi che rende molto più ampia la gamma di frequenze ricevibili. Il dipolo con riflettore è il tipo di antenna per televisori più adoperato e più raccomandato dai costruttori degli apparecchi. Nella maggior parte dei casi i televisori di tipo americano hanno un'entrata per il dipolo di 300 Ω in molti casi è prevista anche quella per 75 Ω: nel primo caso il dipolo attivo sarà del tipo ripiegato.

Se piazziamo innanzi al dipolo un altro dipolo, più corto e a distanza minore di 0,25 λ, otteniamo un direttore. Si può adoperare anche più di un direttore ed un riflettore e si ottiene un notevole aumento del segnale ricevuto e della caratteristica di direzionalità. Ma questi aerei così complessi necessitano di un'accurata corrispondenza dell'impedenza ed una esatta messa a punto e ciò risulta in contrasto con la larghezza di banda da ricevere in televisione, per cui il diagramma di direzionalità non si mantiene costante.

7. La linea di trasmissione.

Quando applichiamo una tensione in alta frequenza a due fili molto lunghi paralleli, non collegati all'altro estremo, in essi scorrerà una corrente verso l'estremo libero. Raggiuntolo essa verrà riflessa verso l'estremo collegato al generatore.

Se la lunghezza dei fili è tale che il passaggio della corrente da un estremo all'altro avviene in un tempo maggiore di quello corrispondente ad un semiperiodo della tensione applicata, la fase fra la corrente di andata e quella riflessa varia lungo i fili: in un punto esse saranno in fase, in un altro in opposizione. Una tale variazione della corrente (o della tensione) da zero, ad un massimo è detta onda stazionaria.

Se i due fili sono collegati fra loro all'estremo lontano del generatore e la loro lunghezza è tale che il passaggio di corrente da un estremo all'altro di uno di essi avviene nello stesso tempo di mezzo periodo (un quarto d'onda) si ha una sola onda stazionaria lungo i fili che risuonano ora alla frequenza

applicata, come un normale circuito oscillatorio, costituito da una bobina ed un condensatore, e si ha un solo massimo di corrente, all'estremo in contatto. Ma questo circuito oscillatorio con costanti distribuite (capacità e induttanza) ha la proprietà di risuonare anche a frequenze multiple di quella ora considerata, si hanno quindi più punti di corrente massima: due per la frequenza doppia, tre per quella tripla.

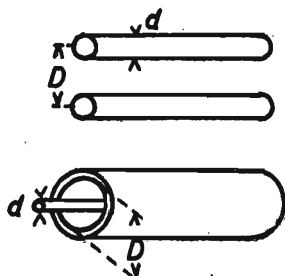



Fig. 17. – Linee di trasmissione con conduttori paralleli e coassiali.

La corrente che attraversa questi due conduttori, poichè l'induttanza e la capacità sono distribuite, produce intorno ad essi due campi, uno elettrostatico ed uno magnetico, che generano oscillazioni elettromagnetiche e si ha quindi radiazione come da un aereo. Ma la corrente circola in senso inverso nei due conduttori vicini quindi i campi generati sono in opposizione e, contrariamente ad un aereo, la radiazione risultante è molto piccola.

Se una linea è infinitamente lunga la potenza fornita dal generatore viene dissipata completamente in essa, senza che vi siano riflessioni ed onde stazionarie. Lo stesso risultato si ottiene in pratica con una linea di lunghezza finita con una resistenza di carico collegata fra i due estremi liberi dei conduttori, il cui valore dev'essere uguale all'impedenza caratteristica della linea.

Le linee di trasmissione adoperate per il collegamento fra il dipolo ricevente ed il televisore sono di due tipi: con conduttori paralleli e con conduttori concentrici o coassiali (figura 17). Per il primo tipo di linea l'impedenza caratteristica può essere calcolata con la formula

$$Z = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon}} \log_{10} \frac{D}{r} \qquad [5]$$

in cui D è la distanza in mm fra i centri dei due conduttori ed r il raggio in mm di uno di essi.

Per la linea coassiale si deve adoperare invece la formula

$$Z = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \log_{10} \frac{D}{d} \qquad [6]$$

in cui D è il diametro interno in mm del conduttore esterno e d il diametro in mm del conduttore interno.

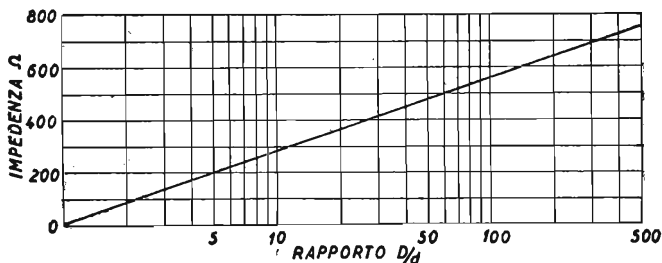



Fig. 18. – Impedenza caratteristica di una linea bifilare.

In queste formule ε è la costante dielettrica dell'isolante interposto fra i due conduttori: per l'aria è 1, per il polietilene, oggi largamente adoperato per le linee, è di 2,25.

Se abbiamo due conduttori nudi paralleli di 1 millimetro di diametro e li collochiamo alla distanza di 5,3 mm abbiamo una linea la cui impedenza è di

$$276 \log_{10} \frac{5{,}3}{0{,}5} = 276 \log_{10} 10{,}6 = 276 \cdot 0{,}27 = 75\ \Omega.$$

Se due conduttori di mm 1,2 di diametro sono mantenuti alla distanza di 9 mm a mezzo di un supporto di polietilene si ha un'impedenza della linea di

$$\frac{276}{\sqrt{2{,}25}} \log_{10} \frac{9}{0{,}6} = 184 \cdot 1{,}76 = 325\ \Omega.$$

Più semplicemente ci si può servire dei due grafici di fig. 18 e 19 per ottenere l'impedenza caratteristica di una linea.

Una linea deve essere con impedenza caratteristica uguale a quella del dipolo e deve essere collegata al ricevitore su di un carico di uguale resistenza per evitare ogni riflessione del segnale. Se non si ottiene questa corrispondenza delle varie impedenze le riflessioni che si producono lungo la linea (onde stazionarie) fanno apparire sullo schermo immagini spostate, come nel caso che il dipolo sia colpito da onde che hanno percorso un tragitto notevolmente più lungo di quello diretto.

Fig. 19. – Impedenza caratteristica di un cavo coassiale.

Questa possibilità in pratica, per lunghezza di 20 a 30 metri della linea, non si verifica e se vi è riflessione si ha una leggera sfocatura dell'immagine, ma non immagini separate, quindi è sempre utile di curare tale corrispondenza.

Disturbi per mancanza di corrispondenza fra le impedenze possono verificarsi se nell'impianto si è fatto uso di una linea inadatta, se si cambia televisore senza assicurarsi dell'impedenza di entrata di esso o se si fa confusione fra sistemi bilanciati e non bilanciati.

Quando l'entrata al televisore non è bilanciata (fig. 20 *a*), si fa uso di un cavo coassiale, quando è bilanciata (fig. 20 *b*), si deve adoperare una linea bifilare, schermata o no, che può essere anche costituita da due cavi coassiali (fig. 20 *c*). Quando non si può avere tale corrispondenza fra tipo di entrata e tipo di linea si deve ricorrere ad espedienti come quelli di figg. 20 *d*) e *e*): in questi due esempi sono riportati i valori dei resistori da adoperare.

Quando non si ha corrispondenza fra le impedenze della linea e del ricevitore si ricorre a circuiti resistivi come quelli di fig. 21 che introducono una perdita nell'intensità del segnale ricevuto ma impediscono le riflessioni. Se il segnale è troppo

debole perchè si possano inserire questi complessi di resistenze è necessario che si modifichi la linea e il dipolo in modo da avere la necessaria corrispondenza di impedenze.

Le resistenze degli attenuatori sono disposte in modo e di valore tale che la linea trova al suo ingresso nel televisore l'impedenza corrispondente e che il televisore, con la linea

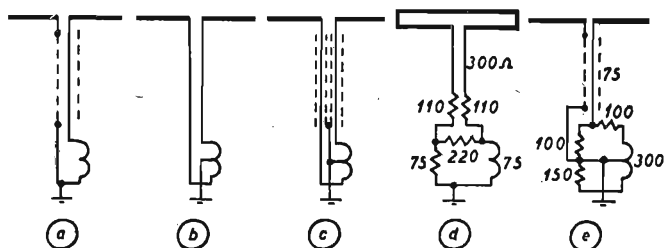



Fig. 20. – Circuiti di entrata di televisori.

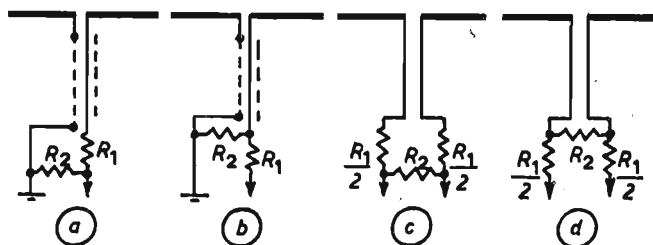



Fig. 21. – Circuiti per la corrispondenza di impedenza all'entrata di televisori.

collegata, abbia l'impedenza voluta all'entrata. In tutti i casi illustrati i resistori in serie sono collegati, rispetto a quelli in parallelo, dal lato dove esiste una maggiore impedenza. Nella tabella seguente sono indicati i valori da adottare per ottenere le volute corrispondenze.

I resistori da adoperare sono del tipo chimico o possono essere costruiti con delle laminette di mica di 1 mm di spessore e di 16 × 8 mm su cui si avvolge con spire distanziate la lunghezza necessaria di filo di costantana di 0,04 mm (400 Ω/m).

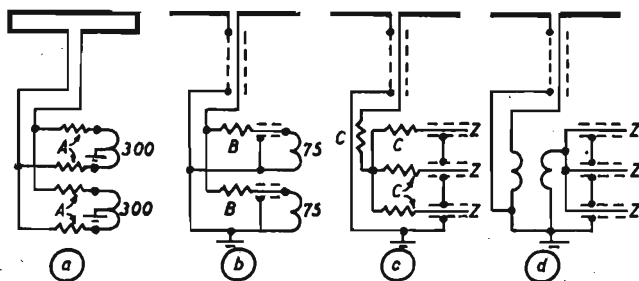



Fig. 22 – Collegamento di più televisori su di un dipolo.

II

RESISTORI PER L'ADATTAMENTO DI IMPEDENZE (fig. 21).

Impedenza del ricevitore Ω	Impedenza della linea				
	55 Ω	75 Ω	105 Ω	150 Ω	300 Ω
75	$R_1 = 35$ $R_2 = 100$		$R_1 = 60$ $R_2 = 130$	$R_1 = 110$ $R_2 = 100$	$R_1 = 270$ $R_2 = 80$
100	$R_1 = 70$ $R_2 = 75$	$R_1 = 45$ $R_2 = 150$		$R_1 = 90$ $R_2 = 180$	$R_1 = 240$ $R_2 = 130$
150	$R_1 = 120$ $R_2 = 70$	$R_1 = 100$ $R_2 = 100$	$R_1 = 80$ $R_2 = 200$		$R_1 = 220$ $R_2 = 220$
300	$R_1 = 270$ $R_2 = 55$	$R_1 = 270$ $R_2 = 80$	$R_1 = 240$ $R_2 = 130$	$R_1 = 220$ $R_2 = 220$	

In fig. 22 sono illustrati vari casi di accoppiamento di più televisori allo stesso dipolo: la corrispondenza delle impedenze è ottenuta con resistori o con un trasformatore di adattamento.

Con dipolo ripiegato, di 300 Ω, per 2 televisori le resistenze A saranno di 150 Ω per 3 di 300 e per 4 di 450. Con dipolo di 75 Ω, fig. 22 b), le resistenze B saranno di 75 Ω per 2 televisori, per 3 di 150 Ω e per 4 di 225 Ω.

In fig. 22 *c*) è illustrato il caso più generale di n televisori e di adattamento delle impedenze con resistenze: poichè è necessario avere $Z = C + \frac{Z + C}{n}$ risulta $C = Z \frac{n - 1}{n + 1}$. La tensione di entrata ad ogni televisore è ridotta e risulta $-20 \log n$ *db*. Con 2 televisori $C = Z/3 = 25\ \Omega$ e la tensione di entrata è a -6 *db* di quella della linea di trasmissione.

Nel caso di adattamento con trasformatore questo deve essere calcolato per un rapporto di impedenze $Z : Z/n$; trascurando le perdite nel trasformatore la tensione di entrata a ciascun televisore risulta a $-10 \log n$ *db* rispetto alla tensione sulla linea di trasmissione.

8. Costruzione ed installazione dei dipoli.

Abbiamo già precisato che la lunghezza del dipolo risuonante ad una determinata frequenza in MHz è data in metri dalla formula [4].

Le due aste o tubi vanno montate in modo che fra loro vi sia una distanza al massimo di 20 mm quindi esse debbono avere ognuna una lunghezza metà di quella ottenuta dal calcolo precedente meno 10 mm. Esse debbono aver un diametro da 15 a 30 mm.

Le due aste vanno fissate a due isolatori su cui sono cementati due collari a vite o ad una piastra isolante centrale di dimensioni adatte a sopportare il peso e lo sforzo dovuto al vento. Per questo fissaggio alla piastra i due tubi sono schiacciati per qualche centimetro in modo da ottenere una superficie piatta di fissaggio, con un foro centrale per il passaggio di un bulloncino di ottone di 6 mm che funziona anche da morsetto di collegamento per la linea. Nei due tubi può essere anche innestato a forza un pezzo di bastone di polistirolo, tornito a misura ai due lati e presentante un leggero aumento di diametro fra i tubi innestati. Come materiale isolante in piastra si può adoperare della lastra di bachelite da 5 o 6 mm che si vernicerà con bachelite disciolta in alcool dopo averla rifinita. Molto migliore isolante è il micalex dello stesso spessore o eventualmente un'adatta piastra di mate-

riale ceramico, verniciata con polistirolo per ridurne l'igroscopicità.

Un dipolo ripiegato può essere fatto con un solo pezzo di tubo di ottone, ricotto, riempito di sabbia completamente e mantenuto chiuso ai due lati durante la piegatura per evitare che si schiacci. La piega va effettuata intorno ad un cilindro di legno di 35 a 40 mm. Per semplificare la costruzione si possono anche unire i pezzi di tubo diritti con piccoli pezzi (fig. 23) dello stesso tubo limati in punta per presentare una adatta sede e saldati a stagno. Per una maggiore semplicità si può far uso di collari doppi come quello di fig. 23 in lamiera di ottone di 1 mm o più, mantenuti bloccati da uno o due bulloncini.

In alcuni casi si è fatto uso di un pezzo di tubo lungo di diametro di 25 a 30 mm e per i due corti orizzontali di diametro di 6 o 10 mm. La distanza va mantenuta da 4 a 6 cm.

Il riflettore più lungo del dipolo del 2% ed il direttore più corto del 5%, sono costituiti con tubi di alluminio o ottone di 6 mm di diametro e fissati direttamente all'asta trasversale di supporto, quasi sempre metallica, senza alcun isolamento.

Le linee di trasmissione bifilari più comuni sono di 70 e di 300 ohm ed hanno come isolante fra i conduttori del polietilene. Vi sono anche tipi schermati ma hanno generalmente un'impedenza caratteristica maggiore, 110 a 130 ohm.

I cavi coassiali hanno un'impedenza da 67 a 77 ohm, ma ve ne sono anche da $39 \div 50\ \Omega$ e da $90 \div 100\ \Omega$.

I cavi coassiali debbono aver un tubo di gomma sotto o sopra lo schermo per evitare che l'acqua si introduca nel cavo e ne impedisca il funzionamento. I tipi con coppette di polistirolo debbono avere queste rivolte verso il basso. L'estremità del cavo collegata al dipolo va chiusa per evitare che la calza esterna tocchi il conduttore e impedire che s'infiltri dell'acqua. Una soluzione è d'infilare l'estremo del cavo fino a metà di un tubetto di polistirolo o di polivinile e di colarvi della cera sintetica o paraffina bianca.

La linea va fissata al palo di sostegno con fascette metalliche ripiegate: intorno ad essa si metteranno due o tre giri di nastro isolante per evitare che venga danneggiata.

Il palo di sostegno può essere di legno o di metallo e di

altezza giudicata conveniente per allontanare il dipolo da muri o conduttori o parti metalliche. In un primo momento è bene effettuare un'installazione provvisoria per controllare i risultati e tentare eventuali ritocchi nella posizione ed orientazione. Mantenere la linea molto più lunga del necessario per effettuare facilmente gli spostamenti del dipolo per ottenere i migliori risultati quanto a intensità del segnale, riduzione delle interferenze e dei disturbi.

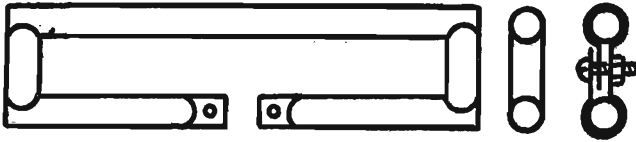



Fig. 23. – Dipolo ripiegato costruito con elementi di tubo saldati o collegati da un collare.

9. Collettori d'onda d'altro tipo.

Il costo elevato e le cure nel montaggio di un dipolo fanno considerare anzitutto la possibilità di non far uso di esso ma di un aereo di altro tipo. Poi, quando vi è un dipolo installato si presenta anche la possibilità di usufruirne per la ricezione con un ricevitore per radiodiffusione.

Nelle zone in cui si ha un'elevata intensità di campo del trasmettitore si può in qualche caso far uso di un semplice filo interno, collegato ad uno dei morsetti di aereo (provare con quale dei due si hanno buoni risultati). Lo stesso si dica per un aereo interno.

Un aereo esterno può dar buoni risultati ma anche riflessioni e quindi immagini sfalsate.

Per un'antenna automatica (fig. 24), adottata in un televisore con alimentazione in serie di tutti i tubi, senza trasformatore, il cordone di alimentazione è interrotto con l'inserzione di due impedenze Z. Fra queste impedenze e il ricevitore risulta un pezzo di cordone lungo quanto mezza lunghezza d'onda. Un conduttore fa capo al circuito secondario accordato, l'altro al primario dello stesso trasformatore di aereo.

Dopo i due avvolgimenti si ha per uno il collegamento alla massa, per l'altro il principio della serie dei filamenti.

Il dipolo si presta bene per essere adoperato come aereo per un normale ricevitore plurigamma, sia con linea di trasmissione bifilare che coassiale. Normalmente i due conduttori della linea vanno collegati fra loro e quindi inseriti sul-

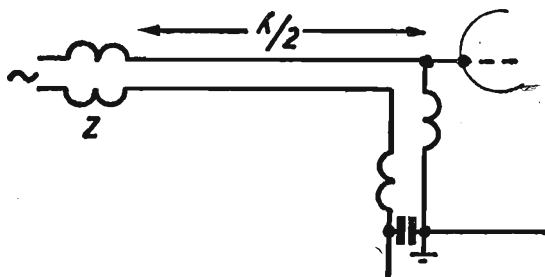



Fig. 24. – Antenna automatica per televisore con alimentazione senza trasformatore

l'entrata di aereo, ma se il cavetto è coassiale si può mettere a massa la schermatura e far uso di un mezzo dipolo con discesa schermata. Normalmente un tale collettore d'onda risulta inferiore ad un'antenna esterna sia per le onde lunghe che le medie, per le corte si possono avere risultati paragonabili, ma sono sempre migliori quelli per le cortissime. Rispetto a molte antenne interne o all'uso della rete come collettore si hanno in molti casi risultati notevolmente migliori.

Adoperando il dipolo per televisore anche come aereo per un ricevitore plurigamma si collegherà all'estremo della linea di trasmissione bifilare una spina bipolare che, innestata in una presa bipolare la collegherà nel modo normale con il televisore mentre innestata in una presa sul radioricevitore con le due boccole collegate, ne inserirà i due conduttori sul morsetto di antenna.

BIBLIOGRAFIA

JACKSON: *High frequency transmission lines*. Methuen, London 1945.

BLACKBURN: *Components Handbook* (*Wires and cables*). (N. 17 della serie MIT). Mc Graw Hill, New York 1949.

SCHLESINGER: *Antenne costruite nei televisori*. « Electronics ». Gennaio 1950.

CARLSON: *Ricezione di televisione con antenna costruita nel televisore per onde polarizzate verticalmente ed orizzontalmente*. « RCA Review ». Aprile 1942.

CARTER: *Semplici antenne per televisione*. « RCA Review ». Ottobre 1939.

JOHNSON: *Perfezionamenti di una linea di trasmissione per televisione con bassissime perdite*. « RCA Review ». Giugno 1946.

MITCHELL: *An introduction to transmission lines*. Harrap, London 1946.

CORNELL: *Regolazione di linee e antenne con un generatore modulato*. « Radio Television News ». Settembre 1949.

BEST e DUFFEL: *Aerei interni per televisione*. « Wireless World ». Luglio 1949.

KING, MIMNO, WING: *Transmission lines, antennas and wave guides*. Mc Graw Hill, New York 1945.

CHARMICHAEL: *Controllo della fase di aerei per televisione*. « Radio Electronics ». Giugno 1950.

ALBRIGHT: *Antenne costruite nei televisori*. « Radio Television News ». Maggio 1950.

MC GREGOR: *Ricezione di televisione oltre l'orizzonte*. « Electronics ». Novembre 1949.

STRAFFORD: *Dall'aereo di TV al ricevitore*. « Wireless World ». Agosto 1950.

CAPITOLO III

TIPI DI TELEVISORI

10. Il ricevitore radio.

Abbiamo già visto nel paragr. 3 che la frequenza di modulazione è di 4 MHz: la portante di un trasmettitore di televisione occuperà quindi una banda di frequenze di 8 MHz (fig. 25). Se in una città vi è un solo trasmettitore una tale banda risulta ampiamente compresa nella gamma di frequenze destinate alle trasmissioni televisive. Quando vi sono più trasmettitori questa banda può risultare troppo grande per permettere il funzionamento contemporaneo di quelli compresi nella stessa gamma. Si ricorre a speciali circuiti nel trasmettitore per cui si ha la trasmissione di una sola banda laterale, la superiore (fig. 25) e solo di una parte dell'inferiore. Lo spazio occupato nella gamma risulta ora di poco più di 5,75 MHz rispetto a poco più di 8,5 MHz. L'eliminazione di una banda non può essere effettuata al trasmettitore in modo netto e per non influire in alcun modo sulla modulazione della banda trasmessa è necessario lasciare una parte di quella da eliminare.

Questo sistema di trasmissione si è ormai generalizzato e si ha così anche un vantaggio nella costruzione dei ricevitori che debbono essere costruiti per poter amplificare una minore banda di frequenze. Anche in alcuni vecchi televisori si faceva uso del taglio di una banda pur essendovene due nella trasmissione.

Il segnale di televisione contiene la modulazione necessaria per la ricostruzione dell'immagine ed i segnali di sincronismo per realizzare una ricostruzione esatta. Il ricevitore deve anzitutto provvedere ad un'adeguata amplificazione di

questo segnale sia con amplificatori in A.F. che con la conversione e la successiva amplificazione in M.F. quindi alla demodulazione della portante e in fine alla separazione della modulazione video dai segnali di sincronismo. Poichè contemporaneamente alla trasmissione televisiva si ha anche quella dei suoni relativi alla scena il ricevitore deve provve-

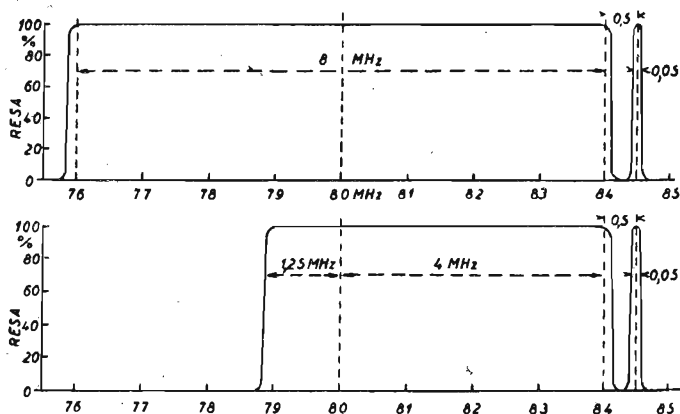



Fig. 25. – Bande di frequenze trasmesse con due portanti di 80 MHz per la visione e di 84,5 MHz per il suono.

dere contemporaneamente all'amplificazione in A.F., eventuale conversione di frequenza rivelazione ed amplificazione in B.F. della portante del suono.

Il televisore può anche essere costituito da due ricevitori a stadi accordati in A.F. sia per il segnale visione che suono: Entrambi comprendono due rivelatori e due amplificatori successivi per inviare il segnale video o B.F. al tubo catodico o all'altoparlante. Di ricevitori di questo tipo vi sono rari esempi in commercio e sono stati realizzati principalmente per ragioni di economia e per l'uso in zone in cui il segnale è particolarmente intenso.

Un ricevitore tipo super è costruito secondo lo schema di principio di fig. 26, in cui è tralasciata tutta la sezione che

riguarda gli oscillatori riga e quadro ed il sistema di sincronizzazione.

Il dipolo è collegato a mezzo della linea di trasmissione con l'entrata del ricevitore, comunemente un trasformatore in A.F.

Uno stadio amplificatore A.F. fornisce una prima amplificazione al segnale: come in un ricevitore per radiodiffusione esso apporta il suo contributo di selettività nel ridurre le interferenze e di aumento del rapporto segnale disturbo.

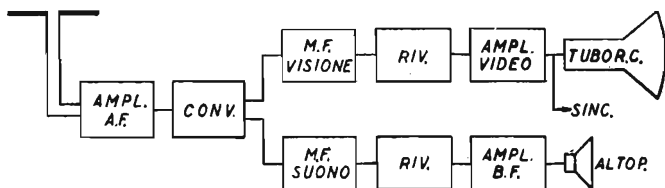



Fig. 26. – Ricevitore di televisione con circuito supereterodina.

I circuiti accordati sia di aereo che di accoppiamento al convertitore debbono avere una selettività tale da far passare quanto più uniformemente è possibile tutta la banda di frequenze del segnale ricevuto e cioè circa 6 MHz.

Il convertitore comprende due tubi o uno doppio di cui uno è l'oscillatore, che produce una tensione a frequenza maggiore o minore della banda di frequenze del segnale ricevuto. In entrambi i casi dalla differenza delle tre frequenze (oscillatore locale, portante visione, portante suono) risultano due valori di M.F.

Da questo punto, cioè dopo la conversione, l'amplificatore di M.F. del suono, il rivelatore e l'amplificatore di B.F. hanno le stesse caratteristiche di un normale ricevitore, salvo naturalmente il valore di accordo della M.F. La curva di selettività è però molto più ampia e può raggiungere anche i 100 kHz per la ragione che vedremo.

Il segnale visione ha anch'esso la sua amplificazione prima di essere rivelato: l'amplificatore di M.F. ha la particolarità di essere a larga banda per permettere l'amplificazione uniforme di una banda di frequenze di 4 MHz.

Segue quindi il rivelatore che può inviare la sua uscita, se sufficientemente ampia, al tubo catodico direttamente oppure dopo di uno o più stadi di amplificazione video. Dopo questa amplificazione è derivato il segnale che a mezzo del separatore di sincronismo è liberato della parte video e viene utilizzato per far oscillare alla frequenza esatta i due generatori che danno l'esplorazione orizzontale e verticale dell'immagine.

Il segnale suono può essere prelevato subito dopo il convertitore, ma si può anche per esso utilizzare prima una parziale amplificazione ottenuta da uno o più stadi dell'amplificatore di M.F. della visione. Dalla fig. 27 si rileva come lungo la serie di trasformatori di questo amplificatore siano posti dei filtri che risultano accordati allo stesso valore della M.F. del suono: occorre eliminare accuratamente il suono dalla visione per non avere l'immagine alterata. Questo televisore può essere fatto funzionare anche solo per la ricezione delle onde medie: è previsto perciò un convertitore separato e quando esso è in funzione si ha come valore della M.F. 455 kHz (un commutatore interrompe il circuito dei filamenti dei tubi esclusi).

I circuiti super presentano numerosi vantaggi rispetto a quello a circuiti accordati e cioè elevata sensibilità rispetto al numero dei tubi adoperato, maggiore selettività, notevoli semplificazioni costruttive. I televisori previsti per la ricezione di più stazioni non fanno uso di condensatori variabili per l'accordo alle varie frequenze bensì commutano le bobine o le prese su una serie di bobine già tarate per ottenere le coperture volute. In molti casi per l'oscillatore locale è previsto un condensatorino di correzione per compensare piccoli spostamenti nella frequenza prodotta.

L'instabilità dell'oscillatore è uno degli svantaggi della super, oltre alle possibilità di interferenze (che richiedono una buona schermatura del ricevitore ed una accurata eliminazione del suono dal canale video).

L'instabilità dell'oscillatore entro certi limiti non arreca gran danno alla visione, data l'ampiezza della banda amplificata, ma occorre sempre un'accurata regolazione. Per il suono invece, poichè l'amplificatore di M.F. possiede una curva di selettività ristretta, un piccolo spostamento della frequenza

dell'oscillatore ne fa alterare la riproduzione se non ne produce la scomparsa. Occorre quindi un ritocco di tempo in tempo finchè il ricevitore si è sufficientemente stabilizzato con il riscaldamento. Per evitare un tale inconveniente si mantiene la banda di frequenze amplificate dalla M.F. sufficientemente ampia (anche 100 kHz), risultato facile da ottenere data l'elevata frequenza di accordo.

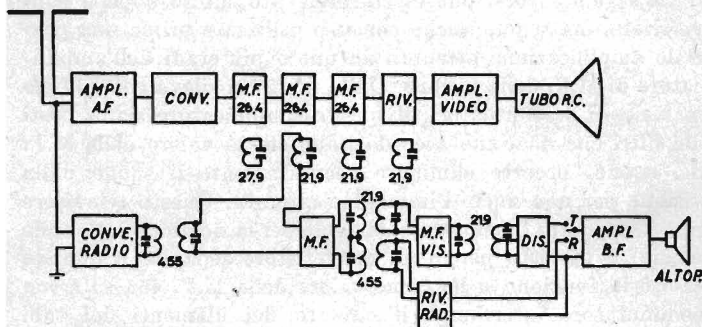



Fig. 27. – Schema di principio del ricevitore General Electric modello 801.

L'adozione della modulazione di frequenza per la trasmissione del suono ha migliorato ancor più questa situazione. La M.F. del suono è costruita per avere una banda di 200 a 300 kHz, sebbene la linearità del discriminatore si mantenga tale solo per 150 kHz. Riducendo però la massima modulazione di frequenza a $\pm$ 25 kHz si ha un buon campo di variazione nella frequenza dell'oscillatore del televisore senza che si alteri o si perda il suono. In ogni caso un comando frontale al televisore è previsto per i ritocchi della frequenza dell'oscillatore locale. L'eliminazione degli inconvenienti degli spostamenti della frequenza dell'oscillatore è ottenuta economicamente col circuito super a battimento fra le portanti (intercarrier).

Dallo schema di fig. 28 si rileva che sia la visione che il suono sono amplificati da tutta la M.F. riservata per il video, mentre in fig. 27 erano previsti numerosi filtri per l'eliminazione totale del suono dal video. Ciò sembra a prima vista

in disaccordo con quanto su esposto ed anche strano è il far passare un segnale modulato in frequenza, qual'è quello del suono, attraverso un rivelatore di ampiezza (in cui esiste la possibilità della rivelazione per la pendenza della caratteristica di selettività).

I segnali di visione e suono, fra cui esiste una differenza di 4,5 MHz, sono amplificati e variati di frequenza dai primi

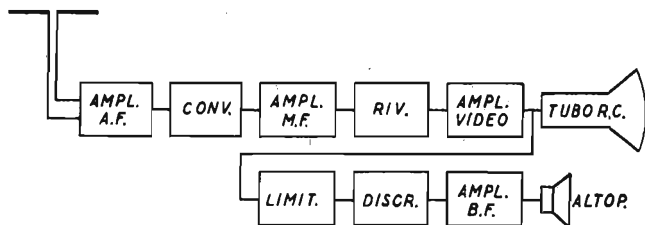



Fig. 28. – Schema di televisore con circuito super e sistema del battimento fra le portanti (intercarrier).

due stadi del ricevitore, quindi amplificati dalla M.F. ma non in eguale misura. I segnali suono sono amplificati molto poco, cosa facile ad ottenere perchè risultano sul limite della curva di resa dell'amplificatore di M.F. Quando i due segnali raggiungono il rivelatore si ha la produzione di un battimento fra essi (lo stesso sistema era adoperato nei primi ricevitori super in cui il convertitore era costituito da un tubo funzionante da rivelatore per ottenere la fusione del segnale in arrivo con quello dell'oscillatore locale). Possiamo infatti considerare la portante della visione come la tensione dell'oscillatore locale e la portante del suono come il segnale in arrivo: il risultato del battimento è la frequenza di 4,5 MHz, differenza iniziale fra le due frequenze. Poichè la portante visione è modulata da 4 MHz si debbono avere anche tutte le frequenze corrispondenti a questa modulazione e cioè da 0,5 a 4,5 MHz. Va considerato però che quando si ha battimento fra due portanti l'ampiezza del battimento risultante dipende solo dall'ampiezza della portante più debole: tale effetto si verifica infatti in ogni super in cui l'oscillatore locale produce una tensione di una decina di volt mentre il segnale di arrivo

è di pochi microvolt. Nel rivelatore del televisore abbiamo lo stesso comportamento purchè l'ampiezza della portante suono sia molto ridotta, e cioè il battimento di 4,5 MHz risulta modulato in frequenza come la portante suono originale, e non è variato dalla modulazione video.

Il battimento di 4,5 MHz è amplificato dall'amplificatore video e quindi da uno stadio di M.F. (un limitatore) è inviato al discriminatore dove è rivelato e in seguito amplificato in B.F. Prima di applicare l'uscita dell'amplificatore video al tubo catodico un filtro (circuito oscillatorio in serie) provvede ad eliminare il suono dal video.

È bene ancora insistere su alcuni particolari. Se le due portanti sono di ampiezza quasi uguale il battimento risultante di 4,5 MHz contiene una notevole percentuale di modulazione di ampiezza, variabile col variare della modulazione video. Nessun discriminatore è insensibile alla modulazione di ampiezza di un segnale modulato in frequenza, quindi l'uscita di esso risulterebbe distorta. L'uso di un limitatore prima del discriminatore, oltre a fornire l'amplificazione necessaria, annulla completamente questo inconveniente.

Esso offre inoltre il vantaggio che con la regolazione della frequenza dell'oscillatore del televisore non si ha la possibilità di portare il suono al massimo di intensità ottenendo invece un'immagine notevolmente distorta.

Con il sistema del battimento si ha quindi il vantaggio che uno spostamento della frequenza dell'oscillatore locale non porta un'alterazione del suono perchè la differenza fra le due portanti resta sempre di 4,5 MHz. Solo a spostamenti di frequenza di una certa ampiezza occorre sopperire con ritocchi dell'oscillatore. Inoltre con questo circuito si ha un risparmio di uno o di due tubi amplificatori di M.F. per il suono senza peraltro che il suo circuito elettrico risulti più complesso o più delicata la messa a punto.

11. L'allineamento.

Per una più facile comprensione di quanto vedremo di seguito è bene accennare ai dispositivi ed ai metodi di allineamento dei circuiti oscillatori, che debbono rispondere agli

stessi requisiti di quelli dei radioricevitori ma per una larghezza di banda enormemente più ampia.

Questi circuiti sono con curva di selettività molto appiattita sia per l'elevata frequenza di lavoro, a cui le perdite degli isolanti e l'impedenza di entrata dei tubi diventano una notevole causa di smorzamento, e sia perchè sono intenzionalmente caricati con resistenze. In tali condizioni un circuito oscillatorio funzionante ad alcune diecine di megahertz presenta una curva di selettività con massimo molto appiattito per una gamma di vari megahertz.

L'allineamento di un televisore va effettuato con lo stesso ordine di regolazione di un normale radioricevitore. Un indicatore di uscita può essere collegato in serie alla resistenza di carico del diodo rivelatore (con in parallelo un condensatore di 1000 pF) dal lato massa; oppure un voltmetro elettronico è posto in parallelo a detta resistenza; infine un voltmetro a raddrizzatore metallico, con condensatore in serie, è collegato fra griglia e catodo di un tubo amplificatore video o del tubo catodico. Con il voltmetro a raddrizzatore occorre che il generatore A.F. sia modulato in B.F. mentre con i due strumenti precedenti non è necessaria questa modulazione.

Il generatore A.F. va quindi collegato fra griglia e massa dell'ultimo tubo amplificatore di M.F. e si procede all'allineamento del circuito oscillatorio o dei circuiti, fra questo amplificatore ed il diodo. Il generatore A.F. può essere un normale generatore, modulato in ampiezza in B.F., con le necessarie gamme di frequenza prodotte da circuiti oscillatori funzionanti alle frequenze volute o facendo uso della seconda armonica di quelle prodotte, se il generatore si presta ad ottenere una tale uscita di ampiezza sufficiente. Con questo generatore è necessario procedere alla tracciatura della curva su di un foglio di carta quadrettata, o logaritmica nel senso delle ordinate, a mezzo dei valori dell'uscita ottenuti per ogni frequenza: si effettuano le misure ogni mezzo megahertz al massimo ma se la curva deve presentare un ginocchio sufficientemente acuto le si deve effettuare ogni 100 kHz.

Per un lavoro molto più rapido si ricorre a generatori modulati in frequenza, per una gamma di 6 MHz, ed a un oscilloscopio che permette di osservare la curva realizzata.

Un generatore A.F. rispondente ai requisiti richiesti deve essere costruito secondo le seguenti linee generali.

Un oscillatore fisso lavora ad una frequenza sufficientemente elevata, ad es. 100 MHz in modo che il tubo di controllo, che ne fà variare automaticamente la frequenza, possa effettuare facilmente tale variazione per una gamma di almeno 6 MHz. Un altro oscillatore variabile, ad es. da 110 a 230 MHz, permette di ottenere una frequenza di battimento da 10 a 130 MHz, modulata di frequenza per una gamma di 6 MHz e direttamente una frequenza da 110 a 230 MHz. Il tubo di controllo per la modulazione di frequenza riceve sulla griglia la tensione a denti di sega adoperata per la deviazione del fascetto del tubo catodico, regolata di ampiezza in modo da ottenersi la voluta modulazione di frequenza, e sincronizzata sulla rete. Nella maggior parte dei casi si dispone di uno oscilloscopio normale ed allora il generatore A.F. applica la tensione alternata alla griglia del tubo di controllo e, a mezzo di uno sfasatore, invia questa tensione al morsetto di sincronizzazione dell'oscilloscopio.

Fig. 29. – Curva di selettività di un televisore con indici a frequenze prestabilite.

L'allineamento è notevolmente più rapido e semplice con il generatore modulato in frequenza ma occorre che la curva realizzata, appiattita superiormente per varii megahertz, in modo simile a quella del trasmettitore (fig. 25), risulti compresa entro esatti limiti e cioè tra frequenze ben determinate.

Per controllare i limiti entro cui è tracciata la curva di resa vi sono vari metodi fra cui quello di iniezione di segnali indici all'uscita del generatore modulato o di assorbimento del segnale modulato a determinate frequenze. Se all'uscita del generatore modulato in frequenza inviamo l'uscita di un normale generatore in A.F., regolata in modo da risultare una piccola percentuale della tensione fornita dal primo, abbiamo sulla curva vista all'oscillografo un battimento vi-

sibile fra le due frequenze, come illustrato in fig. 29 in *a*: la zona centrale del battimento è segnata da una linea più ampia che indica l'esatta frequenza prodotta dal secondo generatore.

Se all'uscita del generatore modulato colleghiamo, in parallelo, un circuito assorbitore, accordato alla frequenza che si desidera, il televisore riceverà per questa frequenza un segnale meno ampio e corrispondentemente la sua resa risulterà con un picco di assorbimento come in *b*).

Nel cap. XI vi sono gli schemi di alcuni televisori commerciali e le istruzioni fornite dai costruttori per l'allineamento.

BIBLIOGRAFIA

ENDALL: *Generatore modulato in frequenza.* « Radio News ». Giugno 1947.

DEXTER: *Un nuovo generatore di segnali compatto.* « Radio News ». Dicembre 1947.

NAJORK: *Generatore AF modulato in ampiezza o frequenza.* « Radio News ». Febbraio 1948.

MILLER: *Accordo micrometrico dei generatori di segnali.* « Radio News ». Maggio 1947.

COSTA: *Guida pratica del radioriparatore.* Hoepli, Milano 1950.

MILNER: *Oscillatore modulato in frequenza su larga banda.* « Electronics ». Maggio 1950.

CORNELL: *Idee sull'uso di generatori modulati in frequenza per l'allineamento di televisori.* « Radio News ». Dicembre 1949.

KIVER: *Genescope. Uno strumento di collaudo per televisione.* « Radio Television News ». Maggio 1950.

CAPITOLO IV

L'AMPLIFICATORE A.F.

12. Lo stadio in A.F.

Un primo stadio amplificatore in A.F. in un televisore con circuito super comporta un aumento del numero degli stadi accordati. Se il ricevitore è previsto per la ricezione di vari trasmettitori ne risulta un aumento delle sezioni del commutatore di gamma.

Un altro fattore contrario all'adozione dello stadio in A.F. è che lo stesso tubo montato nell'amplificatore di M.F. può fornire una maggiore amplificazione.

La banda di frequenza che lo stadio deve amplificare uniformemente è almeno di 6 MHz. Mentre per la M.F. tale gamma si riduce a 4 MHz.

L'uso di uno stadio amplificatore in A.F. presenta però vari vantaggi, per cui lo si adotta in quasi tutti i televisori del mercato e cioè:

— aumento della selettività;

— miglioramento del rapporto segnale-disturbi;

— diminuzione dell'irradiazione da parte dell'antenna ricevente del segnale prodotto dall'oscillatore locale.

Il primo vantaggio non necessita di maggiori ragguagli. Inoltre se con lo stesso numero di stadi si realizza l'amplificazione sufficiente è preferibile che un tubo sia adoperato come amplificatore in A.F. ottenendosi una maggiore stabilità dell'amplificatore di M.F., per la riduzione degli stadi che lo compongono.

I tubi introducono con i relativi circuiti disturbi nella ricezione, indipendentemente dai disturbi atmosferici o locali che s'introducono nel ricevitore a mezzo dell'antenna. I di-

sturbi prodotti da un circuito sono dovuti all'agitazione termica, cioè al moto disordinato degli elettroni liberi in un conduttore, quando ad esso non è applicata una tensione, movimento che aumenta con l'aumentare della temperatura. Quando il conduttore è sede di una corrente l'agitazione termica non scompare totalmente, in ogni caso è evidente ch'essa introduce un fruscio di fondo nella ricezione (granulosità nell'immagine) tanto maggiore quanto più elevata è l'impedenza del circuito stesso e quanto meno selettivo questo risulta (quando più larga è la banda passante). In un tubo gli elettroni non sono emessi dal catodo in modo continuo ed uniforme ma con discontinuità: essi giungono quindi sull'anodo in raggruppamenti casuali che producono degli impulsi irregolari di corrente anodica. Anche in tal caso si ha aumento del fruscio con l'aumentare dell'impedenza del circuito anodico, dell'intensità della corrente e della larghezza di banda che il circuito lascia passare.

Fig. 30. – Polarizzazione e segnale applicati alla griglia di un tubo catodico.

Un tubo introduce un disturbo tanto minore quanto maggiore è il rapporto fra la sua pendenza e la corrente anodica e fra la corrente anodica e quella degli altri elettrodi con tensione positiva (ripartizione disuniforme del flusso di elettroni fra i vari elettrodi).

L'importanza di queste due cause di disturbo è relativa all'ampiezza del segnale: se è notevolmente maggiore del fruscio questo praticamente scompare, ma se entrambi hanno la stessa ampiezza la ricezione può essere impossibile. Il limite massimo di sensibilità di un ricevitore è quindi dato dal rap-

porto fra il segnale necessario all'uscita ed il disturbo all'entrata del ricevitore: se occorrono 40 V per ottenere la massima modulazione del tubo catodico (da bianco a nero e oltre questo, fig. 30) e il disturbo sulla griglia del primo tubo è equivalente a 5 μV e se si vuole un rapporto segnale disturbo di 100 occorre che la portante del trasmettitore introduca un

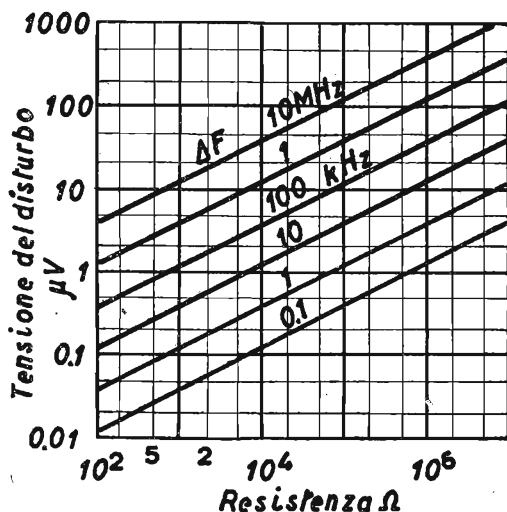



Fig. 31. – Tensione del disturbo dovuto ad agitazione termica rispetto alla resistenza del circuito di ingresso ed alla larghezza di banda relativa ad esso.

segnale di almeno 500 μV. Questo deve essere amplificato almeno 80 000 volte per ottenere il risultato suddetto.

Il ricevitore sarà costruito per avere una sensibilità maggiore per poter fornire ugualmente una ricezione sufficiente, sebbene più disturbata, anche con segnali più deboli, accontentandosi di un minore rapporto segnale di disturbo. Questo può essere ridotto a 10 : 1, o 20 *db*; per una buona ricezione, se il segnale che si vuol ricevere è più debole, è necessario migliorare il complesso antenna-linea di trasmissione per ottenere una ricezione meno disturbata.

Poichè i tubi convertitori introducono un fruscio molto maggiore dei pentodi a forte pendenza ed ancor più dei triodi l'uso di uno di questi tubi invece di un convertitore come primo tubo dà una minore tensione equivalente al disturbo e quindi permette una maggiore sensibilità del ricevitore.

A frequenze sino a 90 MHz il livello del disturbo esterno,

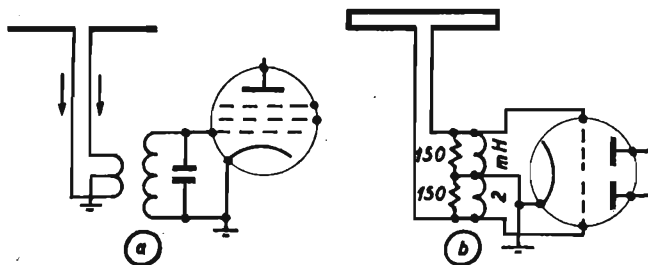



Fig. 32. – Circuiti simmetrici di entrata di televisori.

dovuto ad interferenze atmosferiche, è relativamente alto e si realizza solo un piccolo aumento del rapporto segnale disturbo con l'uso di questi tubi, ma a frequenze più elevate è necessario l'uso di un triodo come amplificatore in A.F. che dà un aumento effettivo di questo rapporto.

13. Circuiti di entrata.

Abbiamo già visto che il dipolo e la linea di trasmissione debbono corrispondere come impedenze e così pure l'entrata del ricevitore deve presentare l'adatta impedenza terminale alla linea. Poichè questa è costituita da due fili paralleli o da un cavo coassiale l'entrata risulterà bilanciata oppure no rispetto alla massa.

Con l'entrata bilanciata si ha il vantaggio che la linea può non essere schermata, riducendo così le perdite ed il costo di essa; i disturbi indotti su di essa si annullano sull'avvolgimento primario del trasformatore di entrata, circolando in senso inverso nelle due metà dell'avvolgimento (fig. 32 *a*). Il segnale ricevuto dall'antenna induce invece una corrente

nel secondario perchè nei due conduttori della linea esso fa circolare due correnti uguali in senso opposto.

L'induttanza del primario è normalmente piccola rispetto quella del secondario ma si può avere anche un'entrata su di un'impedenza elevata, caricata con resistenze per presentare l'impedenza richiesta per terminare la linea (fig. 32 *b*).

Con il cavo coassiale di collegamento fra dipolo e ricevitore questo deve avere un'entrata non bilanciata: in tal caso l'introduzione di tensioni disturbatrici è evitata dalla schermatura del cavo, collegata a massa, ed infatti il cavo coassiale risulta più efficace sotto tale aspetto della linea bifilare ma è molto più costoso. L'entrata non bilanciata può essere accoppiata al secondario stesso (autotrasformatore) (fig. 33 *b*).

L'uso di un'entrata sul catodo di un triodo con griglia a massa offre dei vantaggi: la griglia funziona da schermo fra catodo e anodo e impedisce quindi accoppiamenti che potrebbero far oscillare i due circuiti se accordati alla stessa frequenza. Inoltre la capacità del tubo è ridotta rispetto quella fra anodo e catodo e vedremo di quale utilità è un simile risultato poichè il carico anodico è fra anodo e griglia e non fra anodo e catodo. Come triodo questo primo tubo introduce il minimo fruscio e quindi si dovrebbe avere una notevole miglioria nel rapporto segnale disturbo ma la bassa impedenza del circuito di entrata permette solo un piccolo guadagno del segnale a mezzo suo prima che questo si trovi sulla stessa base con il fruscio del tubo per essere poi amplificato. Inoltre l'impedenza riflessa sull'entrata, quando il carico è piccolo, è circa $1/S$: il circuito di entrata può quindi avere una larghezza di banda anche di 100 MHz senza aumento del rapporto fra segnale e disturbo e può essere accordato al centro della gamma.

La banda di frequenze che deve essere applicata al diodo rivelatore con un'attenuazione massima di 6 db è di 4 MHz: essa è il risultato della selettività ottenuta dagli stadi in A.F e convertitore e da quelli di M.F. Se suddividiamo l'attenuazione in due parti uguali abbiamo un'attenuazione di 3 db per l'A.F. ed una di 3 db per la M.F.

Per l'A.F. la banda che deve passare è ristretta a poco più di 4,5 MHz per un'attenuazione di 6 db e per una di 3 db

possiamo ammettere una banda di 4 MHz. Questa banda può sembrare troppo ristretta ma in pratica adoperando tale valore di banda per il calcolo del circuito di aereo si realizza una banda molto maggiore e quindi abbracciante ancor meglio il canale ricevuto. Va poi notato che se da un lato si deve stabilire l'attenuazione permessa per una data gamma per

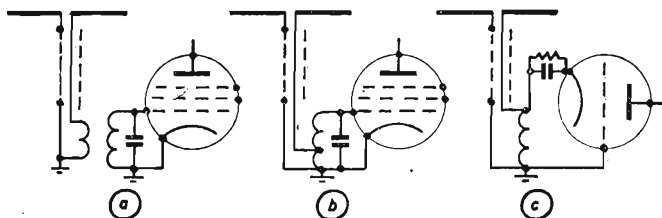



Fig. 33. – Circuiti asimmetrici di entrata di televisori.

poter calcolare la resistenza di carico sui circuiti oscillatori e il guadagno che si realizza, l'attenuazione non fornisce l'andamento della curva oltre il valore massimo di attenuazione.

Per il circuito secondario di aereo ammettiamo una capacità totale in parallelo di 12 pF e cioè di 5,5 pF come capacità di entrata del tubo, 5 pF come capacità distribuita della bobina ed 1,5 pF come capacità distribuita della filatura. L'attenuazione ammissibile è di 1,5 *db*, perchè i circuiti oscillatori dell'A.F. sono due, e cioè di 1,2 volte circa.

In parallelo alla bobina abbiamo la resistenza di entrata del tubo, di cui diremo in seguito, e che riteniamo a 80 MHz di 2000 Ω. Anche le perdite del circuito oscillatorio risultano in parallelo, ma costruendo la bobina con un supporto in trolite, queste possono essere molto ridotte. Come esse si trascura la resistenza in serie della bobina poichè introducono variazioni trascurabili nel circuito.

Dai valori suddetti è possibile calcolare la resistenza che deve risultare in parallelo alla bobina per poter ottenere la larghezza di banda e l'attenuazione voluta con la formula

$$B\,C\,R = 159\sqrt{a^2 - 1} \qquad [7]$$

in cui B è la larghezza della banda in MHz; C la capacità totale in pF; R la resistenza che deve risultare in parallelo al circuito, sulla griglia, e che perciò chiameremo R_g, in kΩ; a l'attenuazione in volte

$$R_g = \frac{159\sqrt{1{,}2^2 - 1}}{4{,}12} = \frac{106}{48} = 2{,}21\ k\ \Omega.$$

Ma già il tubo impone un carico di 2000 Ω con la sua ammettenza di griglia, quindi questo circuito risulta già più caricato di quanto sia richiesto.

Abbiamo per la presenza del trasformatore di aereo

$$V_g = V_d \sqrt{\frac{R_g}{Z_d}}$$

in cui V_g è la tensione applicata alla griglia quando la tensione sulla linea di trasmissione è V_d.

L'accoppiamento fra primario e secondario è ben lontano dall'essere unitario; lo si migliora facendo uso di un autotrasformatore ed in tal caso la formula precedente fornisce con scarsa approssimazione l'amplificazione di tensione ottenuta fra linea di trasmissione e griglia. Per realizzare il giusto accoppiamento fornente la corrispondenza esatta fra le impedenze primaria e secondaria è necessario ridurre il rapporto aumentando le spire collegate alla linea di trasmissione.

Dobbiamo inoltre considerare che con il collegamento della linea di trasmissione al trasformatore o autotrasformatore di aereo si ha il massimo trasferimento di energia, cioè l'esatto rapporto di trasformazione, quando con tale collegamento il carico riflesso sul secondario si riduce a metà di quello preesistente.

Nel caso in esame, a parte il carico imposto dal tubo successivo, ch'è minore di quello necessario per la voluta larghezza di banda, il secondario dovrebbe essere considerato chiuso su di un'impedenza doppia di quella ottenuta dalla formula (7), cioè di 4,42 kΩ. Il rapporto del trasformatore va calcolato prendendo questo valore come carico del secondario R_g e quello dell'impedenza della linea Z_d per il primario.

14. Tubi per A.F.

Per ottenere la banda passante di 5 a 6 MHz si fa uso di resistori collegati in parallelo al circuito oscillatorio di aereo e così pure sul circuito anodico accordato. Il valore di questi resistori è di poche migliaia di ohm e, poichè a risonanza il circuito oscillatorio in parallelo offre un'impedenza molto più elevata, il carico effettivo è dato solo da essi. Tenendo presente che l'amplificazione fornita da un pentodo è data da

$$G = S\, Z_c \qquad [8]$$

cioè dal prodotto della pendenza del tubo in mA/V per l'impedenza di carico anodico in kΩ, risulta evidente che per ottenere un'amplificazione apprezzabile occorre che il tubo abbia la massima pendenza possibile.

Per tale scopo sono stati costruiti dei tubi con pendenza da 5 a 12 mA/V; in queste condizioni il guadagno ottenibile risulta intorno a 20-30:

La formula precedente è una semplificazione, effettuabile per i pentodi, della formula più generale che ci dà il guadagno di uno stadio con un carico anodico Z_e

$$G = \mu \frac{Z_c}{R_a + Z_c} \qquad [9]$$

in cui Z_c risulta piccola rispetto alla resistenza interna R_a del pentodo e perciò la si trascura al denominatore della frazione. Ma la formula ci indica come la maggiore parte della tensione amplificata è perduta internamente al pentodo e solo una minima parte appare fra gli estremi del carico. Se quindi sostituiamo al pentodo un triodo, la cui resistenza interna è notevolmente più bassa, potremmo eventualmente disporre di una maggiore percentuale del segnale amplificato e, pur essendo μ molto più piccolo, ottenere un maggior guadagno. In pratica si è verificato appunto ciò e con triodi particolarmente studiati si ottiene la stessa amplificazione dei pentodi con il vantaggio di un molto minore fruscio. In ricevitori con triodi speciali in controfase si è realizzato un guadagno per stadio superiore a quello di un pentodo.

Oltre alla pendenza è di notevole importanza la capacità fra gli elettrodi di un tubo amplificatore in A.F. per televisione perchè il guadagno realizzabile è inversamente proporzionale alla capacità esistente fra gli estremi dell'induttanza del circuito oscillatorio, capacità che è la somma di quelle distribuite del circuito e di cui fa parte in notevole proporzione la capacità interelettrodica dei tubi.

Per il circuito accordato di aereo va considerata la capacità di entrata del tubo cioè quella fra griglia e catodo e fra griglia e schermo a cui va sommata quella fra griglia e anodo, molto piccola nei pentodi, moltiplicata per il guadagno più uno. Ma se il circuito oscillatorio è di accoppiamento fra due tubi dobbiamo sommare alla capacità di entrata di uno quella di uscita dell'altro.

La filatura dei collegamenti va ridotta al minimo necessario come lunghezza e così pure va studiata la disposizione dei vari organi di accoppiamento per ridurre la capacità con l'intelaiatura. A frequenze oltre i 50 MHz queste capacità distribuite hanno normalmente un valore maggiore di quello del condensatore variabile che in qualche caso si pone in parallelo al circuito.

La capacità di entrata di un tubo non si mantiene costante quando si ha un controllo automatico o manuale della sensibilità, perchè la capacità griglia catodo varia col variare del flusso di elettroni. Nei televisori è necessario avere un controllo della sensibilità, detto controllo del contrasto: con esso si ha il mezzo di evitare il sovraccarico del convertitore nel caso che il segnale sia notevolmente ampio (se troppo ampio è necessario disporre un attenuatore fra la linea e l'entrata del ricevitore). Questo controllo può avere solo un'influenza limitata perchè i tubi amplificatori per televisione non sono a pendenza variable e generalmente si controlla lo stadio amplificatore in A.F. e uno o due dell'amplificatore di M.F. (migliorando così ancor più il rapporto segnale disturbo). In alcuni ricevitori è previsto un C.A.S.

Il controllo di sensibilità produce una variazione di capacità di alcuni picofarad, cioè una notevole variazione percentuale nella capacità totale. Se gli stadi amplificatori hanno i circuiti regolati per ottenere la banda voluta con la massima

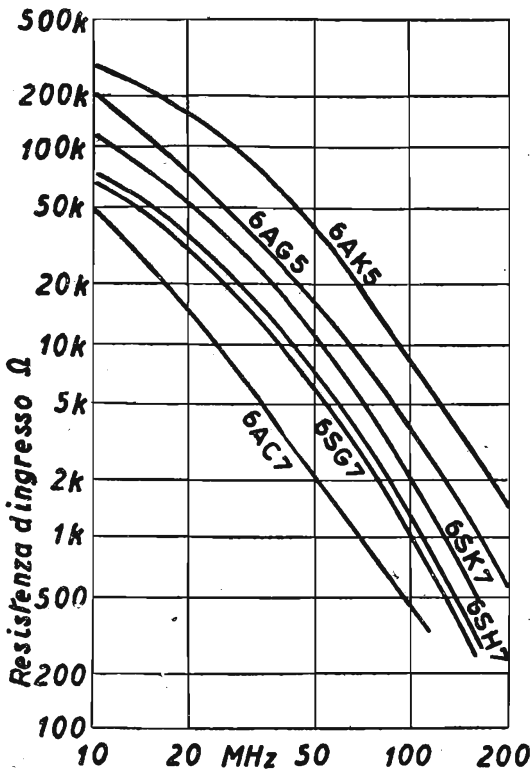



Fig. 34. Resistenza di ingresso di tubi per A. F. rispetto alla frequenza.

sensibilità, quando si riduce questa si ha una variazione nel l'accordo verso frequenze più elevate.

Poichè il carico anodico di un tubo amplificatore è costituito da un circuito oscillatorio l'ammettenza di entrata del tubo non è costituita solo dalla capacità interelettrodica ma ha anche una componente resistiva, anche se la griglia è polarizzata negativamente e non è sede di una corrente di elettroni. Alle frequenze a cui si effettuano le trasmissioni di televisione occorre considerare che il tempo di transito degli

elettroni dal catodo all'anodo non è molto piccolo rispetto alla durata di un periodo della tensione applicata alla griglia e che il filo di collegamento del catodo al piedino del tubo ha una certa impedenza: da ciò risultano altre cause di perdite per la griglia che deve fornire energia agli elettroni circolanti nel tubo e per la controreazione introdotta dall'impedenza suddetta. Questa perdita di energia può essere rappresentata come un'altra resistenza posta in parallelo alla capacità di griglia ed alla resistenza già considerata, collegata fra griglia e catodo (fig. 35). Un pentodo normale che ad 1 MHz ha una resistenza di entrata di 20 MΩ ne presenta una di appena 2000 Ω a 100 MHz, perchè essa risulta inversamente proporzionale al quadrato della frequenza.

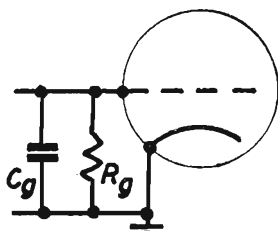



Fig. 35. – Impedenza di entrata di un tubo.

Variando la polarizzazione di griglia varia anche questa resistenza di entrata, quindi variando il controllo di sensibilità abbiamo un'altra causa di variazione delle condizioni di accordo dei circuiti e della relativa larghezza di banda, con conseguente variazione nella qualità dell'immagine ricevuta.

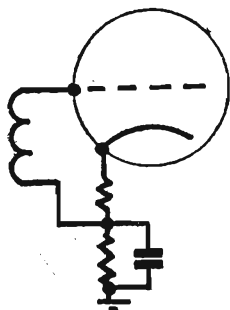



Fig. 36. – Parziale controreazione per ridurre la variazione della capacità di entrata col variare della polarizzazione della griglia.

Per ridurre la variazione di capacità e di resistenza di entrata si ricorre ad una parziale controreazione, ottenuta collegando il condensatore catodico in parallelo solo ad una parte della resistenza catodica (fig. 36), ma con tale circuito si ha una riduzione apprezzabile dell'amplificazione e non sempre si può accettare tale condizione.

Migliori risultati si ottengono col circuito di fig. 37 in cui si polarizza anche la griglia di soppressione (normalmente collegata al catodo) ma questa ha un coefficiente di amplificazione da 10 a 15 volte minore della griglia controllo quindi

la variazione di polarizzazione per essa deve essere corrispondentemente più elevata; si ottiene ciò con un partitore sul regolatore della polarizzazione di cui solo una frazione è applicata alla griglia controllo.

Per ridurre l'effetto dovuto all'impedenza del filo del collegamento del catodo al piedino, per cui la corrente anodica produce

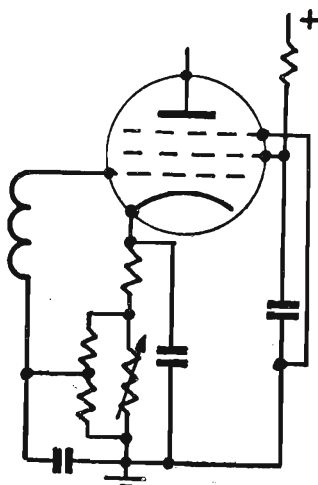



Fig. 37. – Circuito per ottenere il controllo di sensibilità (contrasto) con piccola variazione della capacità di entrata.

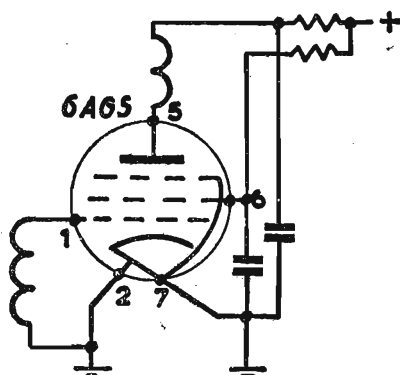
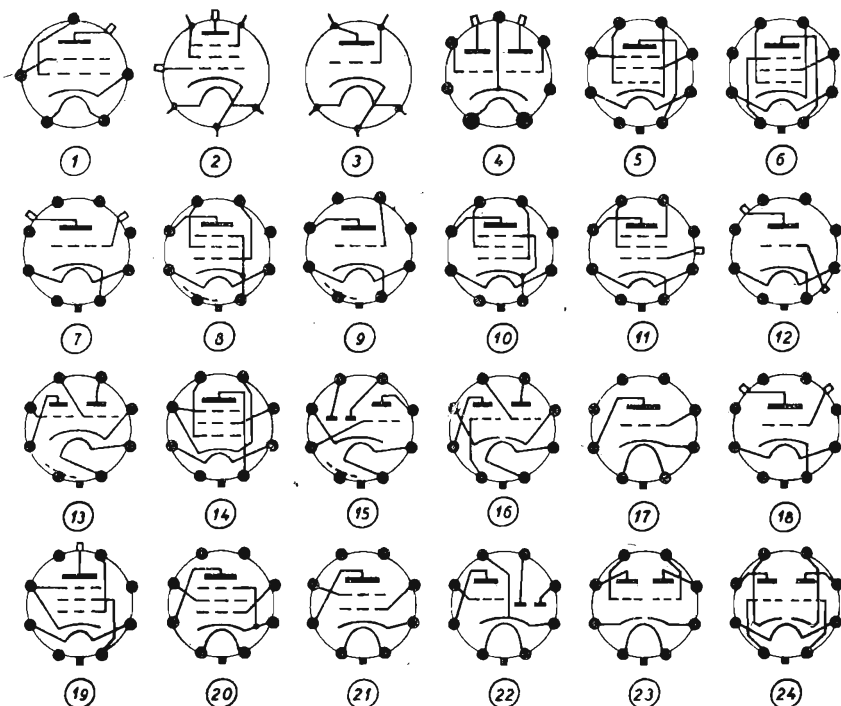
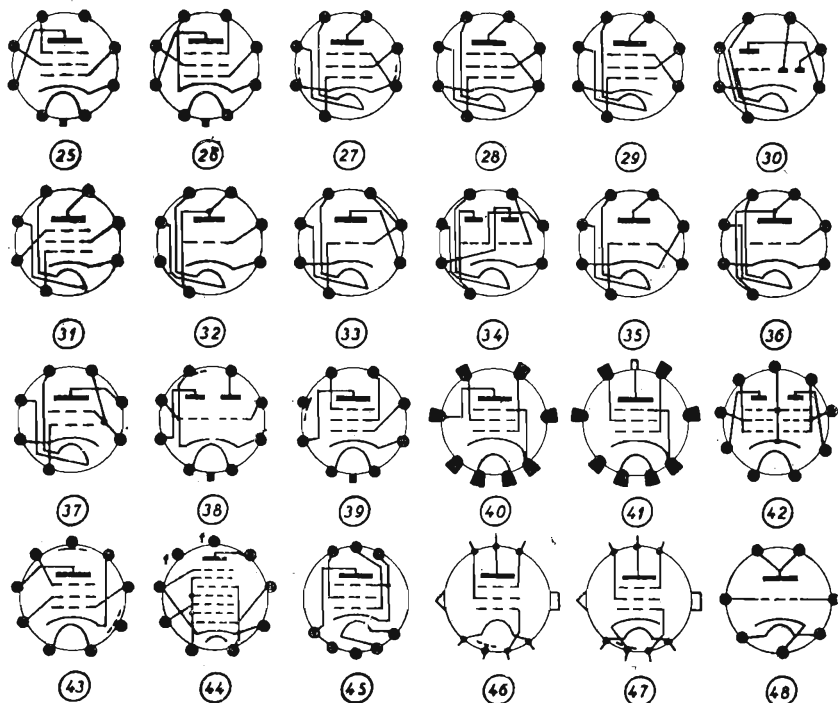



Fig. 38. – Tubo con doppio collegamento al catodo per ridurre l'effetto di controreazione relativo.

una tensione agli estremi di questa ch'è di segno opposto a quella applicata fra griglia catodo, vi sono dei tubi con due piedini collegati al catodo (fig. 38), che vanno collegati a due masse separate: al piedino 2 termina il circuito di griglia al 7 il circuito anodico.

Nella tabella III sono le caratteristiche dei tubi più adoperati negli stadi A.F. e M.F. dei televisori. La colonna graduatoria comprende dei valori che sono ottenuti effettuando il rapporto $\frac{S}{C_g + C_p}$ in cui: C_g è la capacità di entrata del tubo o la capacità totale della griglia con gli altri elettrodi; C_p è la capacità di uscita del tubo o la capacità totale dell'anodo con gli altri elettrodi.

NOTE DELLA

1. 6AC7W uguali caratteristiche, di costruzione più solida.
2. Catodo con due collegamenti per la suddivisione del circuito di entrata e di uscita.
3. Soppressore collegato internamente al catodo.
4. Adatto per amplificatori A.F., a larga banda M.F. e video, per multivibratore.
5. Per amplificatori a larga banda video.
6. Contatto diretto al bulbo metallico attraverso l'anello di messa a terra e il piedino n. 1.
7. Con contatto ad anello per il collegamento diretto a massa del bulbo metallico.
8. Griglia a massa.
9. Amplificatore per A.F.
10. Ha quattro griglie di cui la seconda e la terza collegate costituiscono lo schermo.
11. Adatto per amplificatori video e M.F., multivibratori.
12. Resistenza di entrata a 50 MHz 10000 Ω, di uscita 150 kΩ.
13. Resistenza di entrata a 40 MHz 7000 Ω, di uscita 50 kΩ.
14. Schermo interno collegato ai piedini S.
15. Resistenza di entrata a 200 mHz 750 Ω, di uscita 4700 Ω.
16. Resistenza di entrata a 50 MHz 15000 Ω, di uscita 80 kΩ.

TABELLA

17. Eguale essenzialmente al 6J5 o a metà 6SN7 ma con isolamento a 300 V fra riscaldatore e catodo.
18. Da adoperare sempre che possibile con autopolarizzazione per ridurre le variazioni delle caratteristiche da tubo a tubo.
19. Con sezioni bene uguali, separatore di ampiezza, corrente di griglia bassissima.
20. Adoperato per oscillatori di blocco, poichè il guadagno in potenza è alto anche con griglia ad elevata tensione positiva, oscillatore ed amplificatore per potenze moderate. Migliore rivelatore come doppio diodo del 6H6. Ottimo per sincronizzazione; può funzionare con resistenza di griglia molto alta.
21. Come oscillatore fino a 250 MHz, come convertitore sino a 600 MHz. Poca uguaglianza fra le sezioni; interdizione non troppo acuta; tendenza della griglia a bloccare con resistenza di fuga elevata; eccellente diodo; migliore amplificatore video del 6SN7.
22. Equivale a metà di 6SN7, con minore capacità.
23. Dati per una unità, potenza resa 280 mW; per due unità in controfase carico di 30 kΩ, resistenza catodica di 550 Ω e potenza resa 520 mW.
24. Coefficiente di amplificazione relativo alle due prime griglie, 83.

Tipo	Uso	Zoccolo	Filam.		Anodo		Griglia schermo		Griglia		R_a
			V	A	V	mA	V	mA	V	interd. V	kΩ
2C262	Tri. amp.	7	6,3	0,3	500	—	—	—	—	—	—
2C26A	Tri. amp.	12	6,3	1,1	400	16	—	—	—15	—	—
2C34	2 Tri. amp.	4	6,3	0,8	300	80	—	—	—36	—	—
6AB7	Pen. amp.	5	6,3	0,45	300	12,5	200	3,2	— 3	—	700
6AC7	Pen. amp.	5	6,3	0,45	300	10	150	2,5	—	— 6	750
	Pen. mesc.	—	—	—	300	10	150	2,5	—	—	—
	Tri. amp.	—	—	—	250	8	—	—	— 5,5	—	—
AG5	Pen. amp.	27	6,3	0,3	250	7	150	2	—	— 9	800
		—	—	—	100	5,5	100	1,6	— 0,7	—	—
	Pen. mesc.	—	—	—	250	7	150	2	—	—	300
	Tri. amp.	—	—	—	250	5,5	—	—	— 4,5	—	—
6AG7	Pen. amp.	6	6,3	0,65	300	30	150	7	— 3	—20	—
	Tri. amp.	—	—	—	250	28	—	—	— 8,5	—	—
6AK5	Pen. amp.	27	6,3	0,175	180	7,7	120	2,4	— 2,1	—	690
		—	—	—	150	7	140	2,2	— 3	—	420
		—	—	—	120	7,5	120	2,5	— 2	—10	340
	Tri. amp.	—	—	—	180	8	—	—	— 4	—	—
	Pen. mesc.	—	—	—	180	7,7	120	2,4	—	—	—
6AK7	v. 6AG7	6	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6AJ5	Pen. amp.	28	6,3	0,175	28	2,9	28	1,0	— 0,8	— 5	90
6AJ7	v. 6AC7	5	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6AS6	Pen. amp.	29	6,3	0,175	120	5,7	120	3	— 2	—10	—
6AT6	Tri. amp.	30	6,3	0,3	250	1	—	—	— 3	—	58
6AU6	Pen. amp.	31	6,3	0,3	250	10,8	150	4,3	— 1	— 6,2	2000
6BA6	Pen. amp.	31	6,3	0,3	250	11	100	4,2	— 1	—	1500
6BG6	Pen. amp.	19	6,3	0,9	400	70	400	—	—	—	—
6C4	Tri. amp.	32	6,3	0,15	250	10,5	—	—	— 8,5	—	7,7
		—	—	—	100	—	—	—	—	—	—
	Tri. mesc.	—	—	—	100	—	—	—	—	—	—
6F4	Tri. amp.	48	6,3	0,225	80	13	—	—	— 2	—	2,9
		—	—	—	150	20	—	—	—	—	—
6K4	Tri. amp.	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6K6	Pen. amp.	8	6,3	0,4	250	32	250	5,5	—18	—	68
	Tri. amp.	—	—	—	250	26	—	—	—23	—	—
6J4	Tri. amp.	33	6,3	0,4	150	15	—	—	— 3	—	4,5
		—	—	—	100	10	—	—	— 1	—	5
6J5	Tri. amp.	9	6,3	0,3	250	9	—	—	— 8	—	7,7
	Tri. mesc.	—	—	—	250	9	—	—	—	—	—
6J6	Tri. amp.	34	6,3	0,45	100	8,5	—	—	— 0,4	—	7,1
	Tri. mesc.	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6L6	Tet. amp.	10	6,3	0,9	250	72	250	5	—14	—	22,5
		—	—	—	350	54	250	2,5	—18	—	33
	Tri. amp.	—	—	—	250	40	—	—	—20	—	—
6N4	Tri. amp.	35	6,3	0,2	180	12	—	—	— 3,5	—	—
6P5	Tri. amp.	9	6,3	0,3	250	5	—	—	—13,5	—	9,5
6SC7	2 Tri. amp.	13	6,3	0,3	250	2	—	—	— 2	—	53
6SG7	Pent. amp.	14	6,3	0,3	250	9,2	150	3,4	— 2,5	—	—
6SH7	Pent. amp.	14	6,3	0,3	250	10,8	150	4,1	— 1	— 6,5	900
	Tri. amp.	—	—	—	250	8,5	—	—	— 5	—	—
6SL7	2 Tri. amp.	16	6,3	0,3	250	2,3	—	—	— 2	—	44
6SN7	Tri. amp.	16	6,3	0,6	250	9	—	—	— 8	—	7,7
6SQ7	Tri. amp.	15	6,3	0,3	250	0,8	—	—	— 2	—	91
6SU7	Tri. amp.	14	6,3	0,3	250	2,3	—	—	— 2	—	44
6V6	Tetr. amp.	10	6,3	0,45	250	45	250	4,5	—12,5	—	52
	Tri. amp.	—	—	—	250	37	—	—	—16	—	—
7B4	Tri. amp.	17	7	0,32	250	0,9	—	—	— 2	—	66
7B5	Pent. amp.	20	7	0,43	250	32	250	5,5	—18	—	68
	Tri. amp.	—	—	—	250	26	—	—	—23	—	—
	Tetr. amp.	—	7	0,48	250	45	250	4,5	—12,5	—	57

S	μ	Carico anodico	Resist. equival. disturbo	Gradua-toria	Sop-pressore interdiz.	Capacità pF Entrata	Uscita	gp	gk	pk	Fre-quenza mass.	Note
mA/V		kΩ	Ω		V						MHz	
—	20	—	—	—	—	—	—	3,6	2	0,6	—	
—	16,3	—	—	—	—	2,6	2,1	2,8	—	—	250	
—	—	—	—	—	—	—	—	2,4	3,4	0,5	250	
5	3500	—	—	—	—	8	5	0,015	—	—	—	
9	6750	—	720	560	—150	10	5	—	—	—	—	1, 18
2,2	—	—	2800	—	—	—	—	—	—	—	—	
6,6	35	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
5	—	—	1650	600	—	6,5	2	—	—	—	400	2, 3, 4, 18
4,75	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
1,25	—	—	6600	—	—	—	—	—	—	—	—	
5,8	42	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
11	—	—	1540	535	—	13	7,5	—	—	—	—	5
9,5	21	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
5,1	3500	—	1880	—	—	—	—	—	—	—	—	18
4,3	1800	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
5	1700	—	—	745	—	4	3	—	—	—	400	2, 3, 4
5,7	31	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	8
1,28	—	—	7520	—	—	—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	6
2,7	250	—	—	435	—	—	—	0,02	4	2	—	2, 3
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	7
3,5	—	—	—	500	— 15	—	—	0,02	4	3	—	
1,2	70	—	2100	—	—	2,3	1,1	2,10	—	—	—	
5,2	—	—	2660	495	—	5,5	5	—	—	—	—	4
4,4	—	—	3520	—	—	5,5	5	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
2,2	17	—	—	—	—	1,8	1,3	1,6	—	—	—	22
3,1	—	—	810	—	—	—	—	—	—	—	—	
0,77	—	—	3240	—	—	—	—	—	—	—	—	
5,8	17	—	—	—	—	2	0,6	1,8	—	—	500	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1500	17, 20
2,2	150	7,6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
2,2	6,4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
12	55	—	—	—	—	5	3	—	—	—	500	8
11	55	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
2,6	20	—	960	—	—	3,4	3,6	3,4	—	—	—	
0,65	—	—	3840	—	—	—	—	—	—	—	—	
5,3	38	—	470	—	—	—	—	1,6	2	0,5	400	18, 21
1,32	—	—	1880	—	—	—	—	—	—	—	—	
6	—	2,5	275	—	—	10	12	0,4	—	—	—	
5,2	—	4,2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
4,7	8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
6	32	—	—	—	—	3	1,6	1,10	—	—	—	
1,45	13,8	—	—	—	—	3,5	5	2,6	—	—	—	
1,32	70	—	1890	—	—	—	—	—	—	—	—	
1000	4	—	—	—	—	85	7	—	—	—	—	
4,9	—	—	—	315	—	8,5	7	—	—	—	—	2, 3, 9
4,8	31	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
1,6	70	—	1560	—	—	—	—	—	—	—	—	19
2,6	20	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	20
1,1	100	—	2300	—	—	3,6	3,2	1,8	—	—	—	
1,6	70	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	19
4,1	218	5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
4,1	9,3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
1,5	100	—	—	—	—	3,6	3,4	1,6	—	—	—	
2,3	—	7,6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
2,2	6,4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
4,1	—	5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	

Tipo	Uso	Zoccolo	Filam. V	Filam. A	Anodo V	Anodo mA	Griglia schermo V	Griglia schermo mA	Griglia V	Griglia interd. V	R_a kΩ
7C5	Tri. amp.	21	—	—	250	37	—	—	—16	—	—
7E5	Tri. amp.	37	6,3	0,15	180	5,5	—	—	— 3	—	12
7E6	Tri. amp.	22	7	0,32	250	9,5	—	—	— 9	—	8,5
7F7	2 Tri. amp.	23	7	0,32	250	2,3	—	—	— 2	—	44
7F8	2 Tri. amp.	24	6,3	0,3	250	10	—	—	— 2,5	—	10,4
		—	—	—	180	12	—	—	— 1	—	8,5
7G7	Pen. amp.	25	6,3	0,45	250	6	100	2	— 2	— 7	800
7H7	Pen. amp.	25	7	0,32	250	9	150	2,5	— 2,5	—	1000
7L7	Pen. amp.	25	6,3	0,3	250	4,5	100	1,5	— 1,5	— 5	100
7N7	2 Tri. amp.	23	7	0,6	250	9	—	—	— 8	—	7,7
7V7	Pen. amp.	25	6,3	0,45	300	10	150	3,9	— 2,2	— 8	300
7W7	Pen. amp.	26	7	0,48	300	10	150	3,9	— 2,2	—	300
12SH7	6SH7	14	12,6	0,15	—	—	—	—	—	—	—
14E6	7E6	22	14	0,24	—	—	—	—	—	—	—
14W7	7W7	26	14	0,24	—	—	—	—	—	—	—
383A	Tri. amp.	—	6,3	0,15	120	5,2	—	—	— 3	—	11
807	Tetr. amp.	1	6,3	0,9	400	75	250	4	— 25	—	—
954	Pen. amp.	2	6,3	0,15	250	2	100	0,7	— 3	—10	—
955	Tri. amp.	3	6,3	0,15	250	6,3	—	—	— 7	—	11,4
		—	—	—	90	2,5	—	—	— 2,5	—	14,7
1201	7E5	37	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1231	Pen. amp.	25	6,3	0,45	300	10	150	2,5	— 2,5	— 9	700
1232	7G7	25	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1614	6L6	10	6,3	0,9	—	—	—	—	—	—	—
1622	Pen. amp.	10	6,3	0,9	300	86	250	4	—20	—	—
1625	807	1	12,6	0,45	—	—	—	—	—	—	—
1851	Pen. amp.	11	6,3	0,45	300	10	150	2,5	—	— 6	750
1852	6AC7	5	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1853	6AB7	5	—	—	—	—	—	—	—	—	—
7193	2C22	7	—	—	—	—	—	—	—	—	—
9001	Pen. amp.	28	6,3	0,15	250	2	100	0,7	— 3	—	1000
	Pen. conv.	—	—	—	250	—	100	—	— 5	—	—
9002	Tri. amp.	36	6,3	0,15	250	6,3	—	—	— 7	—	11,4
		—	—	—	90	2,5	—	—	— 2,5	—	14,7
CV6	2C26A	12	—	—	—	—	—	—	—	—	—
D1F	Pent. amp.	46	1,4	0,1	150	3	100	1	— 1,5	—	0,5
E1C	Tri. amp.	—	6,3	0,15	180	4,5	—	—	—	—	2,5
E1F	Pent. amp.	—	6,3	0,15	250	2	100	—	—	—	1500
E3F	Pent. amp.	47	6,3	0,2	200	4,5	100	1,5	— 2	—	900
	Tri. amp.	—	—	—	100	5	—	—	— 2,5	—	8
E1148	Tri. amp.	18	6,3	0,175	250	—	—	—	—	—	—
EC91	Tri. amp.	—	6,3	0,6	250	10	—	—	— 1,5	—	12
ECC40	2 Tri. amp.	38	6,3	0,6	250	6	—	—	— 5	—	11
EF42	Pent. amp.	39	6,3	0,33	250	10	250	2,3	— 2	—	500
EF50	Pent. amp.	43	6,3	0,3	250	10	250	3	— 2	—	1000
EFF50	2 Pen. amp.	42	6,3	0,6	300	10	225	1,5	— 2	—	250
		—	—	—	250	6	200	0,8	— 2	—	350
EL3	Pent. amp.	40	6,3	1,2	250	36	250	5	— 6	—	50
EL5	Pent. amp.	40	6,3	1,35	250	72	275	7	—14	—	22
EL6	Pent. amp.	40	6,3	1,3	250	72	250	8	— 7	—	20
EL11	Pent. amp.	45	6,3	0,9	250	36	250	4	— 6	—	50
EL12	Pent. amp.	45	6,3	1,8	250	72	250	8	— 7	—	20
EL51	Pent. amp.	41	6,3	1,9	750	40	750	6	—42	—	—
		—	—	—	500	95	500	12,5	—21	—	—
EQ80	Ennodo	44	6,3	0,2	250	0,25	20	1,5	— 4,5	—	5000
HY615	E1148	18	—	—	—	—	—	—	—	—	—
REL36	955	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—

S	μ	Carico anodico	Resist. equival. disturbo	Graduatoria	Soppressore interdiz.	Capacità pF					Frequenza mass.	Note
						Entrata	Uscita	gp	gk	pk		
mA/V		kΩ	Ω		V						MHz	
					—							
4,1	9,3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
—	36	—	—	—	—	3,6	2,8	1,5	—	—	500	
1,9	16	—	—	—	—	3	2,8	1,5	—	—	—	
1,6	70	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
5	—	—	—	—	—	2,8	1,8	1,2	—	—	400	18
7	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
4,5	—	—	—	—	—	9	7	—	—	—	—	
3,5	—	—	—	—	—	8	7	—	—	—	—	
3,1	—	—	—	—	—	8	6,5	—	—	—	—	
2,6	20	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
5,8	—	—	—	390	— 70	9,5	7	—	—	—	—	10
5,8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2, 10
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
2,6	25	—	—	—	—	—	—	1,3	1,3	0,8	—	
6	—	—	—	—	—	—	—	0,2	11	7	60	
1,4	—	—	—	220	—	—	—	—	3	3	400	
2,2	25	—	—	—	—	—	—	1,3	1	0,6	—	
1,7	25	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
5,5	3850	—	—	—	—	9	6	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	275	—	10	12	0,4	—	—	80	
—	—	4	—	275	—	10	12	0,4	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
9	6750	—	—	560	—150	10	5	0,015	—	—	—	11
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
1,4	—	—	—	—	—	3,6	3	0,01	—	—	—	
,055	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
2,2	25	—	—	—	—	1,2	1,1	1,4	—	—	—	
1,7	25	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
1,8	—	—	—	—	—	4,6	5,2	—	—	—	100	12
2	—	—	—	—	—	3,3	2,7	—	—	—	430	
1,4	—	—	—	—	—	3	2,7	—	—	—	430	
2,4	—	—	4800	—	—	5,4	6,2	—	—	—	100	
3	24	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
8,5	100	—	400	—	—	—	—	2,5	8,5	—	—	
2,7	30	15	—	—	—	—	—	2,6	2,9	1	—	23
9,5	—	—	750	—	— 60	9,5	4,5	—	—	—	—	24
—	75	—	—	—	—	7,8	5,3	—	—	—	—	13, 14
10	—	—	600	—	—	5,5	9,4	0,04	—	—	—	
8	—	—	600	—	—	—	—	—	—	—	600	15
9,5	—	7	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
8,5	—	3,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
14,5	—	3,5	—	—	—	—	—	0,7	—	—	—	
9	—	7	—	—	—	—	—	0,8	—	—	—	
14,5	—	3,5	—	—	—	—	—	0,7	—	—	—	
6	—	—	—	—	—	—	—	1	—	—	—	
11	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	10	8,9	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	

15. Circuiti di accoppiamento.

Per lo stadio in A.F. si può far uso di uno dei seguenti circuiti: quello con pentodo convenzionale (fig. 39 *a*), quello con triodo con griglia a massa, *b*), quello con ripetitore catodico *c*), e quello con accoppiamento catodico *d*).

Nel circuito *b*) l'impedenza di entrata, uguale alla componente resistiva dell'impedenza fra catodo e massa, è data dalla formula

$$R_k = \frac{R_a + R_c}{\mu + 1} \qquad [10]$$

in cui:

R_k = resistenza catodica
R_a = resistenza interna del tubo
R_c = resistenza di carico anodico.

Con l'autotrasformatore di entrata si deve adattare l'impedenza fra linea di trasmissione e questa resistenza per evitare riflessioni.

Il carico anodico di un'amplificatore in classe *A* è rappresentato dall'impedenza del carico anodico in parallelo con la resistenza interna del tubo. Se questo è un pentodo la sua derivazione può risultare trascurabile ma nel caso di un triodo per ottenere la stessa larghezza di banda, occorre che l'impedenza del carico anodico sia più elevata perchè più bassa è la resistenza interna del tubo.

Nel caso del triodo 6J4 la capacità di uscita è di 3 pF e se riteniamo che raggiunge i 7 pF come capacità totale abbiamo come valore della resistenza di carico a risonanza, per una banda di 4 MHz,

$$R_c = \frac{159\sqrt{1{,}2^2 - 1}}{4{,}7} = \frac{106}{28} = 3{,}8\ k\,\Omega$$

Poichè la resistenza interna del tubo è di 4,5 kΩ per ottenere il valore suddetto occorre che l'impedenza del carico anodico ricavabile dalla

$$R = \frac{R_a\,R_c}{R_a - R_c} \qquad [11]$$

sia di

$$R = \frac{4{,}5 \cdot 3{,}8}{4{,}5 - 3{,}8} = \frac{17{,}1}{0{,}7} = 24{,}4 \; k\,\Omega$$

Sostituendo i valori trovati nella [10] abbiamo

$$R_k = \frac{4{,}5 + 3{,}8}{55 + 1} = \frac{8{,}3}{56} = 0{,}148 \; k\,\Omega.$$

Se la presa sull'autotrasformatore di entrata è effettuata in modo da ottenere la corrispondenza dell'impedenza abbiamo con molta approssimazione

$$V_k = V_d \sqrt{\frac{R_k}{Z_d}} = 1{,}41 \; V_d$$

Cioè abbiamo un segnale applicato al catodo ch'è circa 1,41 volte quello presente sulla linea di trasmissione, di 75 Ω.

L'amplificazione fornita dallo stadio è data da

$$G = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\mu}{B\,C\,Z_d\,(B\,C\,R_a - 1)}} \qquad [12]$$

in cui:

B indica la variazione di pulsazione, $2\,\pi\,f$, con f in MHz;
C in pF;
Z_d ed R_a in kΩ.

Essa è minore della radice quadrata dell'amplificazione che il tubo fornirebbe collegato col catodo a massa, ma un tale circuito offre il vantaggio della stabilità senza una griglia schermo e quindi con minor fruscio. Ammettendo una capacità totale C del circuito anodico di 8 pF per un triodo 6J4 si realizza praticamente un'amplificazione di 2 volte.

Il gruppo $O\,P$ costituisce il normale gruppo catodico di autopolarizzazione in cui il resistore P ha il valore necessario ad assicurare la voluta tensione ed O la funzione di rendere costante tale tensione e d'altra parte di permettere l'applicazione della tensione presente agli estremi dell'autotrasfor-

matore di entrata direttamente fra griglia e catodo: esso ha una capacità di 100 a 200 pF.

Il circuito oscillatorio fra i due tubi ha perdite che sono dovute sia alle perdite in A.F. del supporto della bobina sia alle resistenze introdotte in parallelo ed una capacità somma di quelle distribuite del circuito.

Riteniamo ad es. che la capacità di entrata del convertitore sia di 5,5 pF, quella distribuita della bobina e della filatura 8 pF, quella di uscita del tubo amplificatore di 5 pF: un totale di 18,5 pF. Chiamiamo con B la larghezza di banda, di 4 MHz, con una riduzione nella resa a di 1,5 db ai lati della curva.

Dalla formula [7] abbiamo

$$R = \frac{159\sqrt{a^2 - 1}}{B_c} = \frac{159\sqrt{1{,}2^2 - 1}}{4 \cdot 18{,}5} = \frac{106}{74} = 1{,}44\ k\,\Omega$$

Se la resistenza di entrata del tubo convertitore è di 2000 Ω e quella anodica del tubo amplificatore di 50000 Ω questa può essere completamente trascurata. La resistenza R in parallelo alla bobina, dovuta quindi solo al parallelo della resistenza di carico anodico R_c con quella di entrata del convertitore R_e deve avere il valore suddetto, quindi la resistenza di carico anodico è ricavabile da

$$R_c = \frac{R \cdot R_e}{R_e - R} = \frac{1{,}44 \cdot 2}{2 - 1{,}44} = 5{,}150\ k\,\Omega$$

In qualche caso la resistenza totale in parallelo al circuito deve essere di valore maggiore di quella che il solo tubo convertitore impone, non possiamo quindi trovare un valore di R_c che dia un risultato simile e l'impedenza di entrata del tubo farà ottenere una maggiore larghezza di banda.

Per il circuito di fig. 39 a) il carico anodico è calcolabile con la formula [7] e, se risulta di 2 kΩ, l'amplificazione ottenuta dal primo tubo, data dalla formula [8] e per una pendenza di 8 mA/V, è

$$G = 8 \cdot 2 = 16$$

amplificazione di valore accettabile.

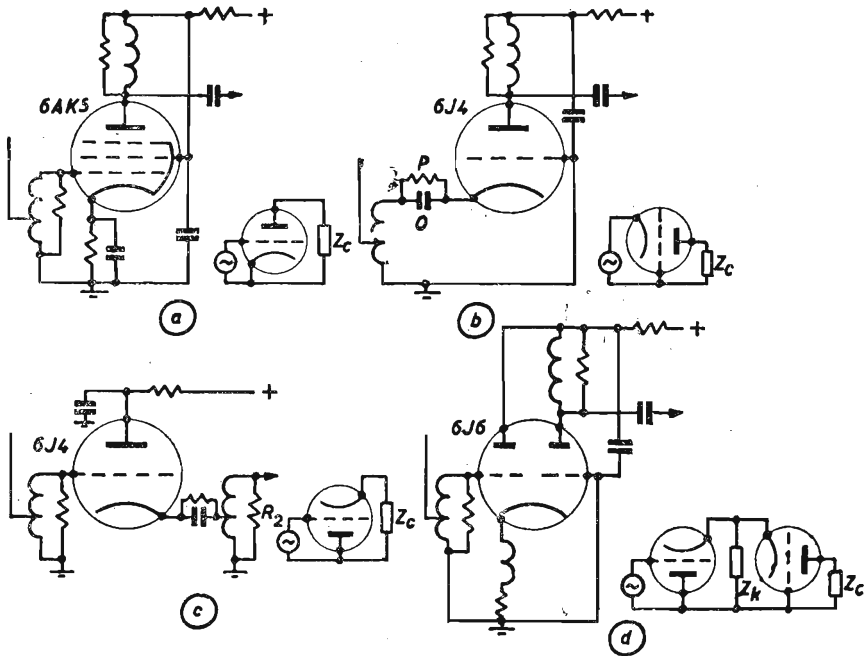



Fig. 39. – Circuiti dello stadio in A.F.

L'induttanza avrà il valore ricavabile dalla formula seguente

$$L = \frac{25\,330}{f^2\,C} \qquad [13]$$

in cui:

L in μH

C in pF

f in MHz

Se la frequenza media della banda passante è di 47,5 MHz si ha

$$L = \frac{25\,330}{47{,}5^2 \cdot 18{,}5} = 0{,}61 \ \mu H$$

Un particolare costruttivo che va specialmente curato per le bobine di accoppiamento fra gli stadi è quello della capacità introdotta dalla regolazione dell'induttanza per portarla al valore voluto. Se si fa uso di un nucleo di ferro polverizzato o di metallo esso va introdotto nella bobina dal lato massa di questa per non avere un aumento apprezzabile della capacità distribuita. Se si vuol far uso di un compensatore è necessario introdurre una capacità di circa 5 pF per ottenere una possibilità di regolazione, capacità che si deve introdurre anche nel calcolo dell'induttanza e dello smorzamento del circuito.

Con il circuito a ripetitore catodico (fig. 39 *c*), occorre determinare il rapporto ottimo dell'autotrasformatore di accoppiamento allo stadio successivo. Per questo scopo si deve prima, in base alla capacità di entrata del tubo successivo stabilire qual'è la resistenza di carico R_2 in kΩ su cui lavora il secondario dell'autotrasformatore. Questo valore va diviso per la resistenza R_k che l'autotrasformatore deve presentare al catodo

$$\frac{R_2}{R_k}$$

che ci dà il rapporto fra dette due impedenze e poichè $R_k = 1/S$ si ha un rapporto dell'autotrasformatore dato da

$$N = \sqrt{R_2 S}$$

in cui R_2 è in kΩ ed S in mA/V (questa pendenza è quella del catodo e cioè è la variazione della corrente catodica per una variazione unitaria della tensione di griglia: in un triodo è uguale alla normale pendenza).

Quando ad un ripetitore catodico applichiamo una tensione fra griglia e massa questa va considerata suddivisa in due tensioni fra griglia e catodo e fra catodo e massa ed il guadagno è dato da

$$g = \frac{V_g}{V_k}$$

ed il guadagno totale dalla griglia del ripetitore alla griglia

del tubo successivo è dato da

$$G = \frac{1}{2} \sqrt{R_2 S} \qquad [14]$$

Tale guadagno è quindi metà di quello fornito dal solo autotrasformatore di accoppiamento allo stadio seguente.

Occorre tener presente che la capacità catodo massa di tubi come il 6J4 ed il 6J6, con le due sezioni in parallelo, intorno a 5 pF, aumenta la capacità di entrata del tubo seguente di un valore ottenuto dividendo detta capacità per il rapporto di trasformazione trovato N, cioè di una quantità praticamente trascurabile.

Va notato che l'impedenza di uscita di un ripetitore catodico $R\,k$ è uguale, per uno stesso tubo, all'impedenza di entrata $R\,k$ di questo adoperato come amplificatore con griglia a massa, senza però carico anodico. Se quindi nella formula [10] eliminiamo R_c abbiamo un altro modo come determinare il valore di $R\,k$ per il ripetitore.

Dalla fusione dello schema *b*) con quello *c*) di fig. 39 risulta quello *d*) ad accoppiamento catodico. Questo schema può essere adoperato anche per un convertitore ad accoppiamento catodico iniettando la frequenza dell'oscillatore locale sulla griglia a massa e collegando il primario del trasformatore di M.F. sull'anodo corrispondente ad essa.

BIBLIOGRAFIA

POCH e EPSTEIN: *Parziale soppressione di una banda nella ricezione di televisione.* « RCA Review ». Gennaio 1937.

— *Blocco di accordo a distanza di televisore.* « Electronics ». Gennaio 1950.

PRAKKE, JONKER e STRUTT: *Costruzione di nuove valvole tutte in vetro.* « Wireless Engineer ». Maggio 1939.

WILLIAMS e CHESTER: *Impedenza di entrata di amplificatori autopolarizzati.* « Wireless Engineer ». Maggio 1939.

STOLZE: *Calcoli per il disturbo dei circuiti di entrata di ricevitori per modulazione di frequenza e di televisione.* « Communications ». Febbraio 1947.

SZIKLAY e SCHROEDER: *Amplificatori a larga banda con accoppiamento catodico.* « Proc. IRE ». Ottobre 1945.

— *Amplificatori a larga banda con accoppiamento catodico.* « RCA License Bulletin LB 631 ». 31 Gennaio 1945.

WHEELER: *Amplificatori a larga banda per televisori.* « Proc. IRE ». Luglio 1939.

— *Amplificatori a larga banda.* « Wireless World ». Gennaio 1947.

POCH e EPSTEIN: *Parziale soppressione delle bande.* « Proc. IRE ». Gennaio 1937.

STRUTT: *Stadi AF, convertitore e rivelatore di televisori.* « Wireless Engineer ». Aprile 1939.

COHEN: *Rendimento a radio frequenza di alcuni tubi riceventi in circuiti di televisione.* « RCA Review ». Marzo 1948.

KAUZMANN: *Nuovi tubi amplificatori per ricevitori di televisione.* « RCA Review ». Gennaio 1939.

FERRIS: *Resistenza di entrata di tubi amplificatori a frequenze ultra-elevate.* « Proc. IRE ». Gennaio 1938.

JOHNSTONE e WRIGHT: *Nota sulla distorsione di fase delle bande laterali.* « Wireless Engineer ». Ottobre 1936.

AIKEN: *Filtri con circuiti oscillatori accoppiati.* « Proc. IRE ». Febbraio 1937.

MAYNARD: *Curve per trasformatori accordati.* « Electronics ». Febbraio 1937.

WEIGHTON: *Rendimento di circuiti accoppiati e con allineamento sfalsato in amplificatori a larga banda.* « Wireless Engineer ». Ottobre 1944.

VALLEY e WALLMAN: *Vacuum tube amplifiers.* (N. 18 della serie MIT). Mc Graw Hill, New York 1948.

WATTS: *Progetto dei primi stadi di televisori.* « Electronics ». Aprile e Maggio 1949.

FORD: *Caratteristiche di tubi per amplificatori di MF per radar.* « Bell System Tech. Journ. ». Luglio 1946.

SULZER: *Nomogramma per l'amplificazione di ricevitori.* « Electronics ». Aprile 1949.

JONES: *Amplificatori di tensione a radio frequenza con griglia a massa.* « Proc. IRE ». Luglio 1944.

NEWTON: *Sintonizzatori per televisione.* « Electronics ». Maggio 1950.

— *Blocchi amplificatori A.F. per televisione.* « Radio Electronics », Maggio 1950.

PULLEN: *Amplificatore con accoppiamento catodico.* « Proc. IRE ». Vol. 34, p. 402.

RIFKIN: *Analisi grafica dell'amplificatore ad accoppiamento catodico* « Communications ». Dicembre 1946.

ROSS: *Progetto di amplificatori con accoppiamento catodico.* « Wireless Engineer ». Luglio 1950.

COHEN: *Comportamento in A.F. di alcune valvole riceventi nei circuiti di televisione.* « Radiotronics ». Luglio e Agosto 1949.

CHAUVIERRE: *Influenza della scelta di uno standard di televisione nella costruzione dei ricevitori.* « Radio française ». Novembre 1949.

JUSTER: *Bobine per ricevitori di televisione.* « Television française ». Novembre 1949.

MANDEL: *Tecnica e perfezionamenti di ricevitori di televisione ad alta definizione.* « Onde électrique ». Gennaio 1950.

CAPITOLO V

IL CONVERTITORE

16. Il convertitore.

Come convertitori sono adoperati triodi, pentodi ed esodi. Tubi convertitori doppi, triodi esodi, sono adoperabili finchè la frequenza del canale da ricevere giunge sino ai 60 MHz: per frequenze maggiori occorre far uso di triodi oscillatori separati, con capacità interelettrodiche più ridotte. L'uso di due tubi separati contribuisce anche ad una maggiore stabilità dell'oscillatore, caratteristica questa che occorre raggiungere al massimo grado per le ragioni che vedremo nel paragrafo seguente.

Fig. 40. – Tubo convertitore con autopolarizzazione per corrente di griglia.

La pendenza di conversione diminuisce con l'aumentare della frequenza e non è massima se non mantenendo entro giusti limiti l'ampiezza della tensione applicata alla griglia dall'oscillatore locale. Tensioni dell'ordine di 5 a 10 volt sono normalmente necessarie per ottenere la massima pendenza di conversione.

Gli eptodi ed ottodi mostrano già una notevole riduzione nella loro pendenza a frequenze da 20 a 30 MHz; con i triodi esodi la riduzione non è notevole a 100 MHz ma i tipi del commercio non sono costruiti per poter lavorare normalmente a queste frequenze.

Un pentodo dello stesso tipo di quelli adoperati per l'amplificatore di M.F. si presta per l'uso come convertitore applicando alla sua griglia una polarizzazione prossima a quella di interdizione. Qualche casa costruttrice di tubi raccomanda anche l'uso di autopolarizzazione per corrente di griglia (fig. 40).

L'amplificazione ottenuta da un convertitore triodo esodo

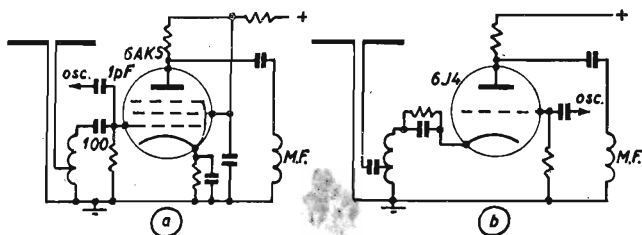



Fig. 41. – Convertitori accoppiati al dipolo.

è molto piccola ed in genere ci si può già accontentare ch'esso non deamplifichi, e ciò perchè la pendenza di conversione si aggira sui 0,75 mA/V e la sua capacità di uscita è elevata, quindi l'impedenza di carico è piccola.

Con tubi adatti a lavorare a frequenze elevate si ottengono pendenze di conversione anche di 3 mA/V e amplificazioni apprezzabili, data la piccola capacità di uscita, e cioè anche di un terzo di quella ottenuta dal tubo come amplificatore.

In Inghilterra, dove la frequenza dei trasmettitori è intorno ai 45 MHz, si fa specialmente uso di convertitori con triodo esodo, mentre in America ed in Francia dove si raggiungono i 200 MHz si fa normalmente uso di due tubi separati.

I circuiti più semplici da adottare sono quelli di fig. 41, adatti per televisori economici da piazzare in vicinanza del trasmettitore e quindi senza stadio amplificatore in A.F.

Nel circuito *a*) un pentodo è adoperato come mescolatore e la tensione dell'oscillatore locale è introdotta direttamente sul circuito di griglia a mezzo di un condensatore di capacità molto piccola. Poichè in questo tubo la pendenza catodica può essere considerata circa 1,25 volte quella anodica (valore medio ammissibile per i pentodi) la pendenza di conver-

sione può ritenersi di circa 0,3 quella normale che il tubo possiede come amplificatore. Per il triodo abbiamo invece un massimo di 0,25 *S*.

L'amplificazione ottenuta è il prodotto della pendenza di conversione in mA/V per il carico in kΩ.

Questi due circuiti sono ottimi quanto ad economia di

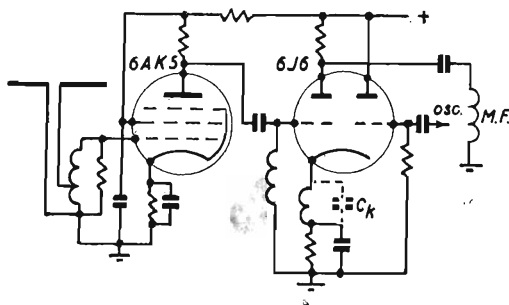



Fig. 42. – Doppio triodo convertitore con accoppiamento catodico.

tubi e circuiti oscillatori ma sono da evitare per la notevole ampiezza di oscillazioni che si trasmette sull'aereo.

Un circuito che permette di ottenere una buona amplificazione ed interessante per il modo come si ottiene l'introduzione della tensione dell'oscillatore locale è quello della fig. 42. L'induttanza sul catodo può essere accordata con una capacità C_k intorno a 100 pF alla frequenza dell'oscillatore locale.

I risultati ottenuti con esso sono paragonabili a quelli forniti da un amplificatore 6AK5 seguito da un triodo mescolatore 6J4 con griglia a massa come in fig. 41 *b*), ma sono di un 30% inferiori (— 3 db) a quelli che si ottengono con due 6AK5, come amplificatore e come mescolatore.

17. L'oscillatore.

Come si è già accennato nel paragrafo precedente per l'oscillatore si adopera generalmente un tubo separato quando la frequenza del canale da ricevere è superiore ai 60 MHz.

Questo tubo, un triodo, deve avere una piccola capacità interna ed un'elevata pendenza in modo che oscilli facilmente alle frequenze elevate e fornisca una sufficiente tensione.

I circuiti più adoperati sono quelli di fig. 43.

In *a*) abbiamo il comune circuito Hartley, in *b*) la bobina di reazione ed il circuito di griglia accordato ed in *c*) il Col-

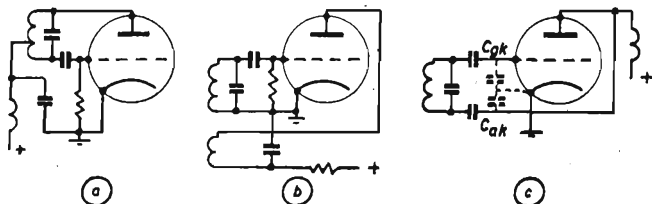



Fig. 43. - Tipi di oscillatori.

pitts modificato, in quanto le due capacità interelettrodiche costituiscono con la loro serie la presa centrale collegata a massa, necessaria per l'oscillazione.

L'oscillatore è normalmente fatto lavorare a frequenza maggiore, almeno nei circuiti con molti canali commutabili, in modo da ridurre la possibilità di interferenze da parte dell'immagine (che con l'oscillatore a frequenza più bassa cade in gamme notevolmente adoperate dai trasmettitori ad onde corte). Quando il canale da ricevere è da 80 MHz in poi l'oscillatore può lavorare anche a frequenza più bassa del canale, anche se la M.F. è intorno ai 25 MHz, ma di ciò ci occuperemo più dettagliatamente nel paragrafo 19.

Per la commutazione di canale abbiamo sia la possibilità di commutare le bobine che di far uso di un condensatore variabile se i canali sono vicini, ma se la gamma di frequenze da coprire è notevolmente vasta non è facile progettare un oscillatore che la copra con sufficiente uniformità, si ricorre allora a circuiti più particolarmente adatti a tale scopo e di cui vi sono dettagli nel paragrafo seguente.

Per ogni oscillatore si deve prevedere l'uso di un condensatore variabile, di qualche picofarad di capacità, che permetta la correzione della frequenza prodotta. Dal valore di questa

dipende se la M.F. della visione è correttamente accordata e se la M.F. del suono corrisponde al centro della banda propria.

Piccoli spostamenti nella frequenza possono essere tollerati dalla M.F. visione ma se la banda del suono è di una diecina di kHz, si ha molto facilmente la scomparsa del suono.

Per ridurre tale possibilità la banda del suono è mantenuta

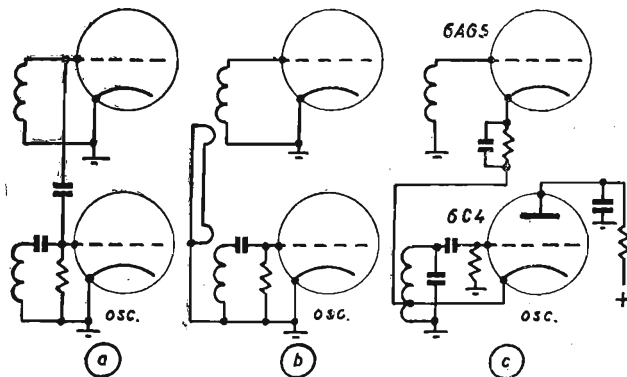



Fig. 44. – Accoppiamenti di oscillatori a mescolatori.

molto più larga di quella effettivamente occupata: essa può raggiungere anche i 250 kHz, con i ricevitori per modulazione di frequenza del suono, mentre la banda necessaria è di 50 kHz in totale.

L'accoppiamento fra l'oscillatore e il mescolatore può essere fatto in vari modi: quelli principali sono illustrati in fig. 44 e cioè quello capacitivo in *a*), in cui si fa uso di una capacità di accoppiamento di qualche picofarad, quello induttivo in *b*), in cui si uso di due bobine di accoppiamento di una o due spire e quello catodico in *c*).

In qualche caso l'avvolgimento dell'oscillatore è effettuato sullo stesso supporto di quello del circuito oscillatorio della griglia del convertitore, posto a debita distanza. Se il televisore non fa uso di uno stadio A.F. vi è possibilità di irradiazione della tensione prodotta dall'oscillatore da parte del dipolo: in tali condizioni per evitare che l'uso del circuito

dell'oscillatore accoppiato direttamente con quello del convertitore costituisca una facile fonte di irradiazioni si adopera un circuito oscillatorio *A* di accoppiamento al dipolo, (fig. 45) sintonizzato alla stessa frequenza di *B*. Con questo schema si ha anche il vantaggio di aumentare la selettività del televisore, che può essere facilmente interferito da altri trasmettitori, che possono sia battere con la frequenza dell'oscillatore locale e produrre una M.F. rientrante nella banda normalmente amplificata, sia avere una frequenza propria rientrante in detta banda.

La stabilità di un oscillatore, che nei televisori a 13 canali americani copre una gamma da 70 a 240 MHz, è di notevole importanza, sebbene si faccia uso di accorgimenti nel circuito che permettono spostamenti anche di un centinaio di kHz nella frequenza prodotta senza che si abbia una variazione apprezzabile nella visione e nel suono.

La variazione di frequenza di un oscillatore è prodotta da variazioni di temperatura, di umidità e delle tensioni di alimentazione del tubo oscillatore.

Le variazioni di temperatura si verificano lentamente durante il primo periodo di funzionamento del televisore sino ad ottenersi una temperatura più costante di tutta l'apparecchiatura: è quindi nel primo periodo che occorre maggiormente ritoccare la frequenza dell'oscillatore locale a mezzo del piccolo condensatore variabile previsto a tale scopo. L'aumento di temperatura fa avvenire una variazione delle dimensioni della bobina e delle lamine del variabile aumentandone il valore. Il rame, l'ottone e l'alluminio hanno un coefficiente di dilatazione corrispondentemente crescente quindi il conduttore della bobina non può essere costruito con materiale migliore che il rame e il variabile è preferibile che abbia le lamine in ottone invece che in alluminio.

Si possono costruire bobine con supporti ceramici speciali metallizzandoli per ridurre la loro variazione con l'aumentare della temperatura, ma si fa uso di un tale metodo solo per i campioni da laboratorio, mentre più conveniente è di far uso di condensatori fissi con coefficiente di temperatura negativo, cioè con diminuzione della capacità con l'aumentare della temperatura.

Maggiore costanza nella frequenza prodotta presentano gli oscillatori con circuito oscillatorio a costanti distribuite, linea in quarto d'onda, e specialmente di essi si fa uso per le frequenze più elevate, oppure, poichè è più difficile costruire un condensatore variabile più stabile di un'induttanza con nucleo variabile, si ricorre a questo secondo elemento per la regolazione della frequenza. L'umidità che si deposita sulle parti del circuito altera le caratteristiche del dielettrico che viene a trovarsi fra le lamine del variabile o fra le spire della bobina: col riscaldarsi del ricevitore essa viene man mano eliminata ed aggiunge quindi la sua influenza nella variazione di frequenza prodotta nel primo periodo di riscaldamento.

Fig. 45. – Accoppiamento fra oscillatore e mescolatore.

La capacità esistente fra gli elettrodi di un tubo dipende dalla corrente circolante nel tubo stesso: se variamo la tensione di alimentazione anodica variamo la capacità fra gli elettrodi e quindi la frequenza prodotta dall'oscillatore.

Normalmente non si fa uso di uno stabilizzatore della tensione anodica dell'oscillatore perchè variazioni normali della tensione di rete portano variazioni accettabili nella frequenza.

18. Circuiti A. F. e convertitore.

In questo paragrafo si sono raggruppati vari particolari di apparecchi commerciali da cui si possono rilevare le caratteristiche della sezione A.F. e convertitore. Si vanno attualmente diffondendo dei gruppi A.F. e convertitore comprendenti il complesso di bobine di questi due stadi e dell'oscilla-

tore locale, commutabili o regolabili con nuclei o con cursori o con condensatori variabili, e i tubi relativi. Sull'anodo del convertitore vi è un trasformatore con presa per linea di trasmissione di 75 Ω d'impedenza caratteristica, linea che serve di collegamento ad un trasformatore simile posto all'entrata dell'amplificatore di M.F. Con questo metodo si possono di-

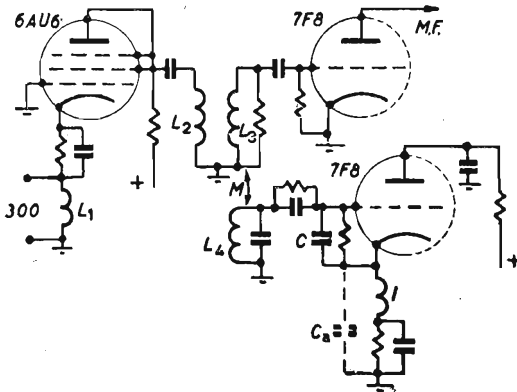



Fig. 46. – Sezione A. F. e convertitore del televisore G.E. 802.

sporre più convenientemente le parti del ricevitore senza essere obbligati a dover effettuare un montaggio per così dire lineare di tutta la sezione relativa alla visione. In fig. 46 è la sezione A.F. del televisore della General Electric modello 802.

I 13 canali su cui si possono ricevere i trasmettitori sono ottenuti commutando le induttanze L_1 ; L_2, L_3 , L_4 . Il tubo 6AU6 è con griglia a massa, con riduzione della capacità di uscita. Il trasformatore con gli avvolgimenti L_2 L_3 costituisce un circuito di accoppiamento con due circuiti accordati, entrambi con le capacità interelettrodiche di un tubo e quella delle filature. Gli avvolgimenti sono sovraccoppiati per ottenere la banda larga. Sullo stesso supporto è effettuato l'avvolgimento L_4 per l'accoppiamento con l'oscillatore, con circuito Colpitts modificato. Il circuito di reazione è costituito dal condensatore C in parallelo alla capacità interelettrodica C_{gk}

L'anodo dell'oscillatore è a massa per l'A.F. quindi C_{ak} appare fra catodo e massa (C_a tratteggiata). L'impedenza I impedisce che il catodo risulti a massa per l'A.F. e quindi permette le oscillazioni.

Nel ricevitore Du Mont tipo RA 103 (fig. 47) l'entrata è con doppio triodo con griglia a massa. L'impedenza in parallelo all'entrata permette un facile passaggio alle radiofre-

Fig. 47. – Sezione A. F. e convertitore del televisore Du Mont RA103.

quenze basse e quindi elimina i disturbi che produrrebbero. Le griglie del doppio triodo sono collegate a massa attraverso un gruppo resistenza capacità per evitare che si producano oscillazioni parassite. Le induttanze sono variabili da 0,02 a 1 μH ed in serie a quelle fisse permettono l'accordo da 44 a 216 MHz.

Come circuiti accordati sull'anodo dello stadio A.F. e sulla griglia del mescolatore si può far uso di linee in quarto d'onda e per tale possibilità d'impiego si adoperano due doppi triodi in controfase. Tutte le piccole induttanze e capacità che costituiscono tali linee artificiali sono dimensionate in modo adatto da simulare una linea di trasmissione, di dimensioni notevolmente ridotte. Le capacità distribuite sono costituite da quelle esistenti fra le bobine montate su ogni piano del com-

mutatore di canale. Un contatto di cortocircuito fra i due elementi di ogni linea permette di variarne la lunghezza e quindi ottenere l'accordo voluto.

L'uso di una linea accordata su un quarto d'onda presenta vari vantaggi su un circuito oscillatorio costituito da un'induttanza ed un condensatore variabile. Anzitutto essa offre una maggiore impedenza di carico e quindi si ottiene una maggiore amplificazione. Spostando il cortocircuito su di una linea ne variamo sia l'induttanza che la capacità distribuita e quindi dimensionando in modo adatto la linea si può mantenere costante il rapporto L/C ed ottenere una larghezza di banda più uniforme per tutti i canali. La linea artificiale adoperata per l'oscillatore locale ha un fattore di sovratensione più elevato di un normale circuito oscillatorio ed aumenta così la stabilità dell'oscillatore.

Le linee in quarto d'onda del gruppo A.F. di fig. 48 sono costituite dalle induttanze variabili *cdefgh* per il canale N. 13, cioè da strisce metalliche saldate alle mollette corrispondenti ai contatti sino al canale N. 7. Vi è quindi un'induttanza regolabile, cioè *ilmnop*, fra questo canale ed il sesto seguita da una serie di induttanze avvolte con il conduttore in modo da formare un 8.

Il condensatore variabile in parallelo alla linea dell'oscillatore locale consente una variazione di circa $\pm$ 0,5% della frequenza prodotta.

L'amplificazione dall'aereo alla griglia del convertitore è di circa 10 volte, con un livello segnale disturbo di + 12 a + 14 db.

Riportiamo le istruzioni fornite dalla RCA per l'allineamento del gruppo A.F. per televisori di fig. 48. Si collega il generatore modulato in frequenza ai terminali di antenna. Se esso ha una impedenza di uscita di 50 Ω, non bilanciata, ai due morsetti del televisore vanno collegate due resistenze di 120 Ω ciascuna; fra i due capi liberi di esse si inserisce una resistenza di 50 Ω: a questa va collegato il generatore, che ora risulta bilanciato rispetto all'entrata del ricevitore.

L'oscilloscopio, sincronizzato sul modulatore di frequenza del generatore, va collegato attraverso una resistenza di 10 000 Ω al punto *a* del gruppo. Collegare fra il terminale *B* e massa

un condensatore di 1000 pF, i due fili di esso debbono essere cortissimi altrimenti si possono avere risonanze rientranti fra le frequenze dei canali in A.F., che producono una resa falsata sull'oscillografo. Portare il regolatore del contrasto al massimo e collegare una batteria di 3 V col negativo al catodo del diodo 10 del controllo automatico di sensibilità, ed il positivo a massa (schema del televisore RCA tipo 648PTK nel cap. 11).

In molti ricevitori il condensatore *b* è variabile (svitare di 1,5 giri la vite dopo averla stretta al massimo): se la capacità è troppo piccola si verificano risonanze nei canali 1°, 2° e 3°, che si rivelano con picchi di assorbimento nella resa. Se *b* è fisso esso ha la capacità necessaria.

Poichè il canale 7° ha la resa più ristretta degli altri va allineato per primo: dopo aver portato il commutatore sulla posizione relativa si regola il generatore modulato alla frequenza corrispondente (per i canali di cui si riferiscono i numeri si veda la tabella 1), inserendo gli indici delle portanti visione e suono di 175,25 e 179,75 MHz.

Si regolano i nuclei *c d e f* per ottenere una curva con resa sufficientemente piatta, simmetrica rispetto agli indici. Questa operazione va controllata per tutti i canali fino al 13°. Le curve che si ottengono per ognuno appaiono in qualche modo sovraccoppiate o con un doppio picco, con una differenza del 10 al 15% al massimo fra la resa massima e minima, e con gli indici posti simmetricamente e ad una resa superiore al 70%, normalmente al 90%. Le regolazioni dei nuclei vanno effettuate in modo che le asticine filettate relative sporgano ugualmente.

Se le curve per uno o più canali non cadono entro i limiti suddetti, poichè non vi sono regolazioni individuali è necessario ripetere le regolazioni suddette venendo ad un compromesso per alcuni canali pur di realizzare un sufficiente centraggio degli indici per gli altri.

Si passa quindi all'allineamento del canale 6° regolando i nuclei *i l m n*. Le stesse osservazioni fatte per le curve relative ai canali precedenti valgono ora per tutti i canali fino al 1°. L'accoppiamento fra la linea dell'A.F. e quella del convertitore è aumentato dal circuito *q* ch'è già regolato in produzione. Quando esso fornisce un accoppiamento minimo la resa per il

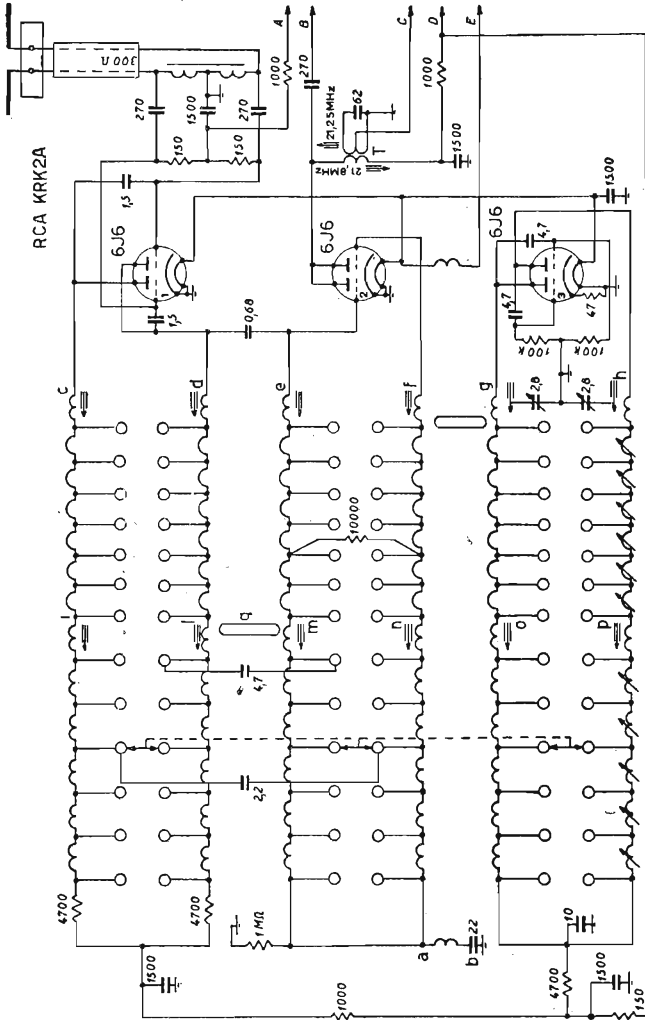



Fig. 48. - Gruppo A. F. per televisori RCA 621TS, 630TS, 648PTK, 730TV1.

canale 6° risulta leggermente sovraccoppiata con circa il 10% di differenza fra cresta e valle. Se l'accoppiamento è portato al massimo la resa si allarga e la differenza suddetta raggiunge il 40%: la differenza di resa non deve in ogni caso superare il 30%.

La linea dell'oscillatore può essere regolata facendola battere con un ricefrequenzimetro o inviando un segnale alla frequenza della portante fono per ogni canale e regolando l'oscillatore per l'uscita zero dal discriminatore. Il ricefrequenzimetro va regolato alle seguenti frequenze, che risultano uguali a quelle dell'oscillatore locale dato che la frequenza di accordo della M.F. del suono è di 21,25 MHz (e quella media della visione di 25,75 MHz): 1° = 71 MHz, 2° = 81, 3° = 87, 4° = 93, 5° = 103, 6° = 109, 7° = 201, 8° = 207, 9° = 213, 10° = 219, 11° = 225, 12° = 231, 13° = 237.

Si comincia dal 13° canale: si regolano g ed h per un battimento udibile con il frequenzimetro (a 237 MHz) o per uscita zero dal discriminatore (con generatore A.F. a 215,75 MHz): i due nuclei saranno regolati ugualmente. Il piccolo variabile di correzione va mantenuto a metà e si effettua l'allineamento per le altre gamme ritoccando i relativi compensatori. Si deve ottenere la corrispondenza esatta mantenendo il variabile di correzione entro il terzo centrale della sua regolazione. Dopo l'allineamento su tutti i canali si ricontrolla partendo dal 13° per essere sicuri che non vi siano state alterazioni.

Se nella regolazione dei canali a frequenze più basse si sono sregolati quelli a frequenze più alte o se è impossibile di regolare i canali 10, 11 o 12 si ha influenza fra le sezioni della linea e si controlla ciò nel modo seguente. Il rotore del commutatore dell'oscillatore deve risultare a potenziale zero rispetto massa: se non lo è ciò deriva da dissimmetria del circuito. Poichè alle frequenze elevate di accordo anche la lunghezza del rotore rappresenta un'apprezzabile frazione della lunghezza d'onda la sezione a frequenza più bassa risulta accoppiata a quella a frequenza più alta e riflette un carico su di essa. Questo carico varia con la regolazione della frequenza dell'oscillatore per il canale a bassa frequenza producendo una variazione nella frequenza del canale superiore.

Occorre che il rotore risulti a potenziale zero e perciò si spostano i nuclei *g* ed *h* sino ad ottenere un tale risultato. Per controllare se esiste la dissimmetria suddetta si tolga il fondo del gruppo, si porti il commutatore sul canale 10 e senza alcuna entrata al ricevitore si colleghi un voltmetro elettronico fra *a* e massa e si misuri la tensione inviata dall'oscillatore sulla griglia del convertitore. Con un'asticina isolante con in punta una piccola vite di metallo si tocchi il centro del rotore del commutatore: se si ha una variazione nell'indicazione dello strumento il rotore non è a potenziale zero. Per bilanciare la linea si porti il commutatore sul 13° canale e si spostino i nuclei *g* ed *h* per uno o due giri (normalmente *h* fuori e *g* dentro): la regolazione finale deve far ottenere dall'oscillatore la frequenza relativa al 13° canale. Quando l'allineamento è quasi perfetto è preferibile toccare con la vite dell'asticina i due contatti del commutatore per il canale 10 e lo strumento deve indicare spostamenti uguali con bilanciamento perfetto. Il condensatore di 10 pF fra il centro della linea dell'oscillatore e massa è stato aggiunto in ricevitori più recenti per evitare lo sbilanciamento della linea.

BIBLIOGRAFIA

WATTS: *Progetto dei primi stadi di televisori.* « Electronics ». Aprile e Maggio 1949.

HEROLD: *Considerazioni sui convertitori per super nei ricevitori per televisione.* « RCA Review ». Gennaio 1940.

HEROLD: *Irradiazione dell'oscillatore locale e sua influenza sul contrasto dell'immagine.* « RCA Review ». Marzo 1946.

TERMAN: « Radio Engineering ». Mc Graw Hill, New York 1948.

PIATTI: *Comportamento dei tubi riceventi alle altissime frequenze e problemi tècnici relativi.* « Alta Frequenza ». Giugno 1944.

IOPPOLO: *La misura della frequenza alle lunghezze d'onda metriche e decimetriche.* « Alta Frequenza ». Dicembre 1944.

LERNER: *Blocco di accordo a tamburo per televisione.* « Radio Television News ». Giugno 1950.

— *Circuito del blocco di accordo Photo Etch della RCA.* « Electronics ». Luglio 1950.

FRIIS: *Dati sui disturbi nei radioricevitori.* « Proc. IRE ». Luglio 1944.

SULZER: *Nomogramma per il guadagno dei ricevitori.* « Electronics ». Aprile 1949.

CAPITOLO VI

L'AMPLIFICATORE DI M. F.

19. La scelta del valore della M. F. e le interferenze.

Tutti i trasmettitori di televisione lavorano ad una frequenza uguale o maggiore di 45 MHz, quindi il valore della media frequenza dev'essere minore di questo valore. D'altra parte poichè la banda di frequenze ch'essa deve amplificare è più comunemente di 4 MHz occorre che il valore della M.F. risulti almeno due volte questa banda e cioè sia di 8 MHz. Quanto più si aumenta la frequenza nominale di accordo della M.F. tanto più facilmente si realizza la larghezza di banda voluta e pertanto si fa uso, generalmente di valori compresi fra 10 e 26 MHz: i valori bassi sono adoperati in Europa, quelli più elevati in America. Nei televisori con piccolo tubo catodico la larghezza di banda da amplificare può essere notevolmente ridotta, ad es. 2 MHz, ed il valore della M.F. può essere di appena 3,5 MHz.

Aumentando il valore della M.F. ci si avvicina alle condizioni di un ricevitore a circuiti accordati in quanto si ottiene una sempre più bassa resistenza di ingresso dei tubi e quindi un minor rendimento da essi ed una minore stabilità dell'amplificatore.

La possibilità di ottenere una buona parte della curva di selettività pianeggiante è invece facilitata, costituendo la banda di 4 MHz una sempre minor percentuale della frequenza di accordo.

D'altro lato diminuendo il valore della M.F. ci si trova innanzi a due fattori principali: aumento della facilità di rendere stabile l'amplificatore e della difficoltà di eliminare l'A.F. dopo la rivelazione. Questa eliminazione dev'essere

quanto più completa è possibile per evitare che armoniche della M.F., prodotte dalla rivelazione, ritornino sull'entrata del ricevitore, con conseguenti oscillazioni e interferenze sull'immagine. È bene tenere presente, circa la possibilità di tali interferenze, che la tensione di uscita del rivelatore può essere di qualche diecina di volt e che, malgrado le armoniche risultino di valore molto più ridotto, esse possono introdursi all'entrata del televisore con un'ampiezza paragonabile a quella dei segnali in arrivo.

Il metodo migliore per evitare le interferenze è quello di adottare schermature complete dei vari stadi dell'amplificatore di M.F. e inserire un buon filtro dopo il rivelatore, ma vi è un'altra possibilità e cioè quella di scegliere il valore di M.F. in modo che le armoniche di essa, pur ritornando sull'A.F., non risultino di valore tale da essere comprese nella gamma di frequenze ricevute. La scelta di tale valore è effettuabile a mezzo del diagramma di fig. 49, dovuto a Bedford, quando il canale da ricevere è uno solo; ma quando non si è in tali condizioni si deve ricorrere al primo metodo per ottenere la stabilità.

Sulle ascisse del diagramma sono indicate le frequenze a cui può normalmente lavorare un amplificatore di M.F. e su quello delle ordinate le frequenze da ricevere (un po' più della prima gamma dei canali americani).

Le linee oblique corrispondono alle armoniche dei valori delle M.F.

Se il canale da ricevere è quello 44-50 MHz in esso la banda 44-49,25 è quella relativa alla visione: le due linee orizzontali tratteggiate lungo questi valori delimitano tale canale. L'incrocio fra questa banda e le linee oblique delle armoniche indica le possibilità di interferenze se non vi è una completa eliminazione di queste. Se è sufficiente una larghezza di banda di 2 MHz, per un televisore con piccolo tubo catodico, si può adottare una M.F. con la frequenza di 13,45 MHz, con banda da 12,3 a 14,6 MHz. Per una M.F. con banda di 4,5 MHz si può scegliere un valore compreso nella banda 16,4-22 MHz o superiore ai 24,7 MHz.

Se i canali da ricevere sono parecchi si cade sempre in una zona di interferenze e da questo punto di vista sarebbe

preferibile una M.F. di valore basso in quanto le interferenze dovrebbero essere prodotte da armoniche di ordine elevato e quindi più facilmente filtrabili dopo il rivelatore.

Va notato che la larghezza di banda dei canali ricevibili è compresa in pieno nelle due bande orizzontali di fig. 49 ma queste bande possono essere alquanto ristrette, tenendo conto della curva finale di selettività del ricevitore, e quindi risultano più ampie le zone non interferite.

L'interferenza dovuta alle armoniche della M.F. produce un fondo granuloso dell'immagine, costituito effettivamente da righe sovrapposte e inclinate in modo variabile. Sovente sono instabili e cambiano inclinazione rispetto alla verticale fino a 45° da un lato e dall'altro di questa. L'uso di un amplificatore video normalmente migliora le condizioni di eliminazione delle armoniche, anzitutto perchè l'ampiezza del segnale non dev'essere così elevata sul rivelatore e poi perchè è minore l'amplificazione precedente il rivelatore e quindi anche la possibilità di entrata di tensioni interferenti.

Nel diagramma di fig. 49 sono tracciate anche, per il canale 82-87,25 MHz, la cui frequenza nominale è di 83,25 MHz, le rette delle frequenze che deve produrre l'oscillatore locale per ottenere i vari valori di M.F., sia che lavori a frequenza maggiore che minore della portante.

Per le frequenze di immagine si è tracciata una retta con due linee laterali indicanti la banda di frequenze che possono produrre l'interferenza di immagine.

Se l'oscillatore lavora a frequenza maggiore della portante, con M.F. di 26,5 MHz, esso genera una frequenza di 83,25 + 26,5 = 109,75 MHz, se a frequenza più bassa 83,25 — 26,5 = = 56,75 MHz. Nel primo caso la frequenza immagine è di 83,25 + (26,5 + 26,5) = 136,25 MHz nel secondo caso di 83,25 — (26,5 + 26,5) = 33,25 MHz. Le possibilità pratiche di interferenze dovute a trasmettitori lavoranti attorno a 136,25 MHz sono ridotte mentre maggiori possono essere quelle da parte della frequenza di 33,25 MHz. Inoltre quando l'oscillatore lavora a frequenza più bassa si può avere radiazione da parte del televisore nella gamma dei 5 m e quindi è necessario uno stadio in A.F.

Poichè il suono per lo stesso canale ha una portante alla

frequenza di 87,75 MHz adottando un'oscillatore a 109,75 MHz si ha una M.F. per il suono di 109,75-87,75 = 22 MHz e questa cade dal lato di maggiore selettività della curva di resa del ricevitore.

Per evitare l'interferenza dovuta all'immagine gli americani, che hanno una prima banda di canali da ricevere da

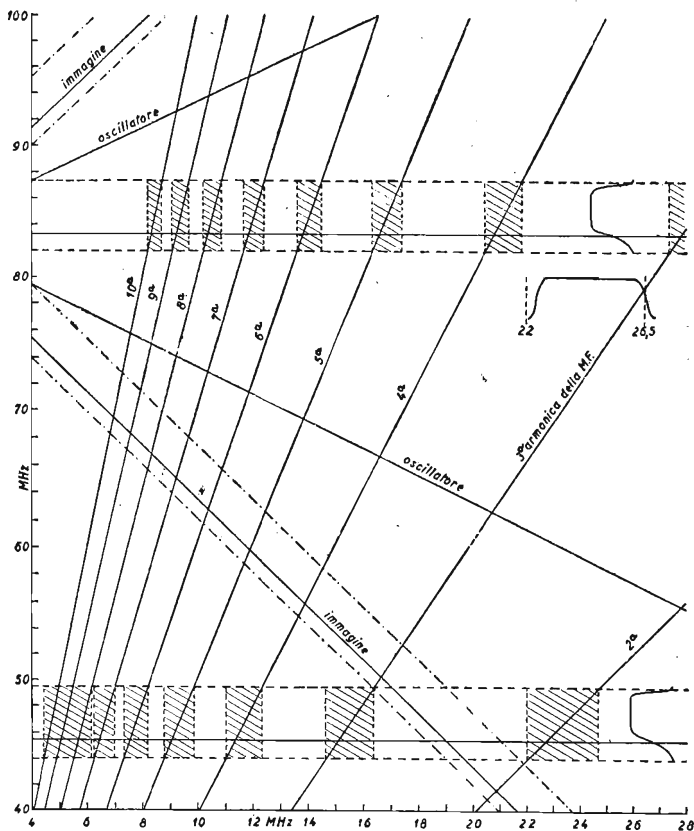



Fig. 49. – Valori della M. F. le cui armoniche possono interferire con il canale ricevuto (le superfici tratteggiate indicano le zone di interferenza).

44 a 88 MHz sono costretti ad adoperare una M.F. di valore elevato. Anzitutto essi adoperano sempre una frequenza dell'oscillatore locale superiore a quella del canale da ricevere, quindi per la banda suddetta eliminano le possibilità di interferenze da trasmettitori ad onde corte. Scegliendo poi come valore della M.F. un valore ch'è maggiore della metà della larghezza della prima banda di canali impediscono che si abbia interferenza dall'immagine. Infatti la metà della detta banda è di 22 MHz e adottando una M.F. di 25 MHz si ha per il primo canale di 44-50 MHz un'immagine a $44 + (25 + 25) = 94$ MHz, per cui nessuno dei trasmettitori di detta banda può interferire.

Si può verificare un altro tipo di interferenza e cioè ricezione di segnali rientranti nella banda di frequenze amplificate dalla M.F., sia per introduzione diretta nell'amplificatore che per ricezione dall'aereo. Nel primo caso occorre schermare i circuiti ed i tubi, e ciò abbiamo visto ch'è necessario anche per altri scopi. Nel secondo caso si può avere tale risultato quando non vi è uno stadio amplificatore in A.F. altrimenti i due circuiti oscillatori compresi nel ricevitore e quello costituito dal dipolo, accordato sempre ad una frequenza notevolmente maggiore, rendono difficile che si presenti una tale possibilità.

Un trasmettitore ad onde corte vicino al televisore può indurre nel dipolo una tensione tanto elevata da aversi saturazione dello stadio in A.F. e quindi produzione in questo di armoniche. È necessaria una maggiore preselezione.

Ma a volte il trasmettitore emette una percentuale notevole di armoniche ed in tal caso la loro eliminazione può riuscire impossibile. Una regolazione accurata dell'accordo può eventualmente migliorare la ricezione o far scomparire l'interferenza.

Un tipo simile di interferenza si ha quando due trasmettitori, che differiscono fra loro di quanto è la M.F., si introducono nel televisore e con il loro battimento costituiscono una M.F. interferente.

20. L'amplificatore di M.F.

L'amplificatore di M.F. di un televisore ha la stessa funzione di quello di un radioricevitore quanto a selettività e amplificazione. Unica differenza è la larghezza di banda che un tale amplificatore deve lasciar passare, amplificandola uniformemente, e tagliando invece le frequenze interferenti vicino agli estremi di essa. I circuiti di accoppiamento sono virtualmente uguali o anche più semplici di quelli dei normali ricevitori ma la loro messa a punto richiede particolari cure.

All'uscita del convertitore abbiamo sia la M.F. della visione che quella del suono, prodotte dal battimento delle due portanti di differenti frequenze con la frequenza dell'oscillatore locale. Abbiamo già detto nel paragrafo 10 che possiamo avere, dopo tale punto, due amplificatori di M.F., completamente separati, ognuno dei quali provvede all'amplificazione del segnale della visione e di quello sonoro sino ai rispettivi rivelatori. Ma possiamo anche far uso per qualche stadio dell'amplificatore di M.F. della visione e poi operare la separazione delle due M.F. oppure adoperare tutto l'amplificatore di M.F. ed il rivelatore della visione e separare la M.F. del sonoro solo dopo l'amplificazione dello stadio video (sistema del battimento fra portanti).

Ammettendo, come per il sistema americano (fig. 25), una frequenza massima di modulazione di 4 MHz, abbiamo una larghezza di banda di 5,25 MHz: al ricevitore la curva di selettività dell'amplificatore di M.F. per la visione deve essere come in fig. 50. Se al ricevitore manteniamo la stessa curva del trasmettitore abbiamo una maggiore amplificazione delle frequenze basse rispetto a quelle elevate, perchè per esse il segnale è costituito da entrambe le semionde della portante mentre per quelle di frequenze più elevate si hanno solo le semionde facenti parte della banda più alta: con ciò si ha disponibile una maggiore energia alle frequenze basse e quindi una maggiore amplificazione di esse. Regolando la curva dell'amplificatore di M.F. come nella fig. 50 abbiamo un taglio progressivo delle frequenze basse, sino ad 1,25 MHz della portante visione, che risulterebbero perciò attenuate, ma al

disotto della portante abbiamo ugualmente una resa per esse che risulta progressivamente più attenuata.

L'energia apportata nell'amplificatore da questa parte della curva viene a sommarsi a quella immediatamente superiore alla portante visione e quindi si ha una resa uniforme dalle frequenze più basse di modulazione sino a quella di 4 MHz.

La curva a sinistra di fig. 50 è stata disegnata in modo da poterla comparare direttamente con quella di fig. 25 *b*) e con ciò si è ammesso che l'oscillatore locale lavora ad una frequenza minore della portante. Normalmente questa frequenza è maggiore quindi la curva risulta come in fig. 50 a destra.

Questa curva dev'essere ottenuta con la regolazione dei circuiti accordati in modo quanto più esatto è possibile, per avere, con le frequenze basse, una buona riproduzione del fondo della scena o di oggetti grandi uniformemente illuminati, e con le frequenze alte quelle dei dettagli più minuti. Un'attenuazione delle frequenze basse è particolarmente risentita nella riproduzione sia con tubi catodici grandi che piccoli, mentre per questi ultimi un'attenuazione delle frequenze alte può risultare del tutto inosservabile a seconda delle dimensioni dell'immagine.

Abbiamo già visto nel paragrafo 15 che un aumento della larghezza della curva richiede una maggiore amplificazione e quindi un maggior numero di tubi amplificatori. Con pentodi con pendenza da 5 a 10 il numero degli stadi richiesti per una banda di 5 MHz è di 3 o 4.

I circuiti di accoppiamento più adoperati per gli amplificatori di M.F. sono, come per quelli in A.F., il circuito a trasformatore, con due circuiti oscillatori sovraccoppiati, e quello con circuito oscillatorio caricato e con accordo sfalsato dei vari circuiti dell'amplificatore.

I trasformatori con circuiti accordati alla stessa frequenza e sovraccoppiati presentano due picchi nella resa separati da una depressione in corrispondenza alla frequenza di accordo, tanto più accentuata quanto più stretto è l'accoppiamento.

Con ciò si può realizzare la larghezza di banda voluta ma la depressione centrale può risultare troppo elevata: si ricorre al carico sui circuiti con resistori in modo che, anche abbassando il coefficiente di sovratensione dei circuiti, non si riduca

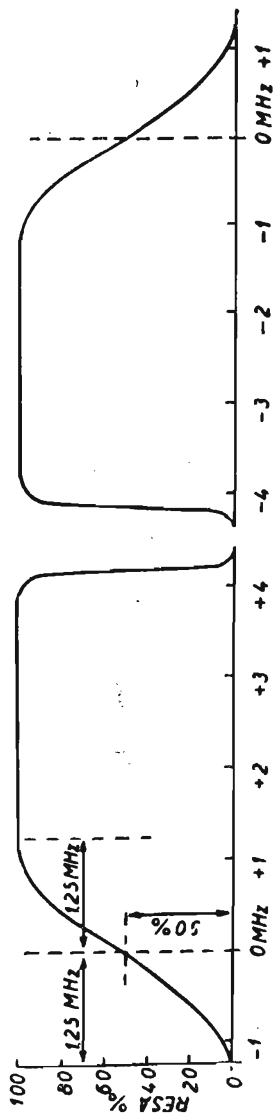



Fig. 50. - Curva di selettività di un amplificatore di M. F.

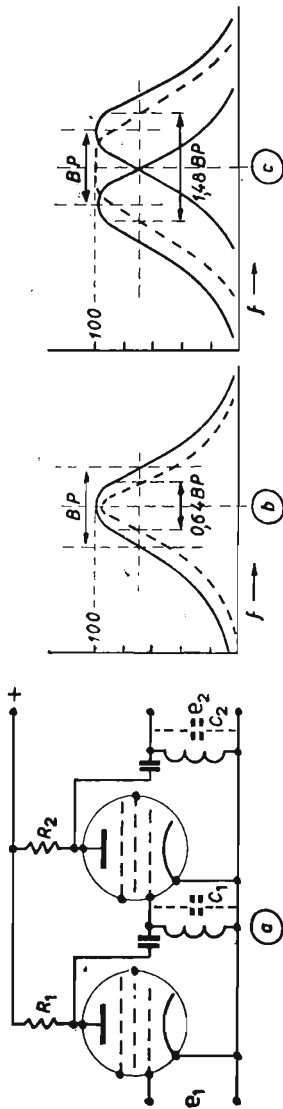



Fig. 51. - Amplificatore di M. F. con circuiti accordati e curve di selettività risultanti.

la larghezza di banda ma si realizzi una maggiore uniformità della parte superiore della curva. Un altro metodo per ottenere la larghezza di banda voluta è di disaccordare quanto basti i due circuiti, uno verso frequenze superiori l'altro verso le inferiori rispetto alla frequenza di risonanza, mantenendo costante l'accoppiamento.

Considerando il caso di un amplificatore a più stadi abbiamo che l'amplificazione totale è il prodotto di quella fornita dai singoli stadi (il guadagno totale in db è invece la somma dei singoli guadagni in db), ma questa amplificazione singola diminuisce quanto più aumentiamo il numero degli stadi se la curva di selettività finale deve mantenersi sempre con le stesse caratteristiche. E cioè se la larghezza di banda è di 4 MHz e per essa si accetta un'attenuazione massima di 3 db vuol dire che se gli stadi sono due ognuno può introdurre un'attenuazione massima di 1,5 db, se sono tre di 1 db, e se sono quattro di 0,75 db. Ma perchè uno stadio passi da un'attenuazione di 1,5 db, ad una di 0,75 db, occorre un carico anodico notevolmente minore e quindi si realizza un guadagno più limitato.

Da queste condizioni risulta che per ogni larghezza di banda con déterminata attenuazione vi è un limite nell'amplificazione ottenibile. Limite ch'è relativo al valore della graduatoria della tabella III, e cioè al rapporto fra la pendenza e la somma delle capacità interelettrodiche del tipo di tubo adottato per l'amplificatore.

Negli amplificatori di M.F. è necessario in media realizzare un guadagno di tensione di 10 000 (80 db) e mantenendo una larghezza di banda come quella suddetta si ha un'amplificazione di qualche unità per stadio e quindi la necessità di impiego di un notevole numero di tubi.

Per evitare un tale grave inconveniente si ricorre all'accordo sfalsato di circuiti oscillatori fra gli stadi dell'amplificatore, perchè si realizza con tale metodo un più elevato guadagno per stadio. Un amplificatore di M.F. comporta un numero di stadi intorno a 4: abbiamo un totale di cinque circuiti oscillatori di M.F. se l'accoppiamento è effettuato come in fig. 51. L'accordo sfalsato si presta ad essere calcolato con una certa approssimazione per coppie di circuiti oscillatori.

Il quinto, quello precedente il diodo rivelatore, sarà accordato sulla frequenza media della banda passante e caricato in modo adatto. Vi sono vari modi per ottenere tale accordo sfalsato anzitutto perchè per ogni circuito si ha la possibilità di variare lo smorzamento e lo spostamento dell'accordo rispetto alla frequenza media della banda da amplificare. I due circuiti di fig. 51 debbono avere lo stesso smorzamento ma se i due tubi sono di tipo differente (il primo può essere il convertitore) si possono avere capacità e resistenze di carico differenti.

Se lo spostamento dell'accordo dei due circuiti rispetto alla frequenza media è oltre un certo valore risulta una curva di selettività con avvallamento centrale, simile a quella che si ottiene dal sovraccoppiamento di due circuiti oscillatori. Esamineremo il caso di sfalsamento dell'accordo in grado tale da non aversi ancora l'avvallamento centrale della curva (fig. 51 *c*).

Per la determinazione delle induttanze e del guadagno totale dei due stadi occorre anzitutto fare la media delle capacità ($C = \sqrt{C_1 C_2}$) che vengono a trovarsi in parallelo ai due circuiti oscillatori: la capacità ottenuta C è quella che dovrebbe risultare in parallelo ad un circuito accordato alla frequenza media della banda.

Dalla

$$B\,C\,R = 225 \sqrt{a^2 - 1} \qquad [15]$$

si ricava il valore di R, valore medio delle due resistenze totali di smorzamento dei due circuiti oscillatori ($R = \sqrt{R_1 R_2}$) e dalla [13] l'induttanza media. Occorre ora calcolare due costanti b e d:

$$b = \frac{159}{f_r\, C\, R} \qquad [16]$$

$$d^2 = \frac{2 + b\sqrt{4 - b^2}}{2 - b^2} \qquad [17]$$

per poter ricavare i valori delle induttanze, delle resistenze di

carico e delle frequenze di accordo dei relativi circuiti

$$R_1 = \frac{R\,C\,d}{C_1} \qquad L_1 = \frac{L\,C\,d^2}{C_1} \qquad f_1 = \frac{f_r}{d}$$

$$R_2 = \frac{R\,C}{C_2\,d} \qquad L_2 = \frac{L\,C}{C_2\,d^2} \qquad f_2 = f_r d$$

Mantenendo ancora l'esempio considerato in precedenza e ritenendo i due tubi amplificatori uguali abbiamo per C una capacità totale di 18,5 pF ed una larghezza di banda di 4 MHz con una riduzione nella resa di 3 db per ognuno dei due stadi.

Ciò è possibile perchè come si rileva dalla fig. 51 *c*), non si ha la somma dei due stadi ma resta quella di un solo stadio a dare la configurazione del limite della banda amplificata.

La frequenza media di risonanza è, come nell'esempio precedente, di 47,5 MHz

$$R = \frac{225\sqrt{1{,}41^2 - 1}}{4 \cdot 18{,}6} = \frac{225}{74} = 3{,}05\ k\,\Omega$$

$$L = \frac{25\,330}{41\,800} = 0{,}61\ \mu\text{H}$$

$$b = \frac{159}{47{,}5 \cdot 18{,}5 \cdot 3{,}05} = \frac{159}{2636} = 0{,}06$$

$$d^2 = \frac{2 + 0{,}06 \cdot 2}{2} = \frac{2{,}12}{2} = 1{,}06 \qquad d = 1{,}03$$

$$R_1 = \frac{3{,}05 \cdot 18{,}5 \cdot 1{,}03}{18{,}5} = 3{,}16\ \text{k}\Omega$$

$$L_1 = \frac{0{,}61 \cdot 18{,}5 \cdot 1{,}06}{18{,}5} = 0{,}65\ \mu\text{H}$$

$$f_1 = \frac{47{,}5}{1{,}03} = 46\ \text{MHz}$$

$$R_2 = \frac{3{,}05 \cdot 18{,}5}{18{,}5 \cdot 1{,}03} = 2{,}95\ \text{k}\Omega \quad L_2 = \frac{0{,}61 \cdot 18{,}5}{18{,}5 \cdot 1{,}06} = 0{,}575\ \mu\text{H}$$

$$f_2 = 47{,}5 \cdot 1{,}03 = 49\ \text{MHz} \qquad G = 8 \cdot 3{,}05 = 24{,}4.$$

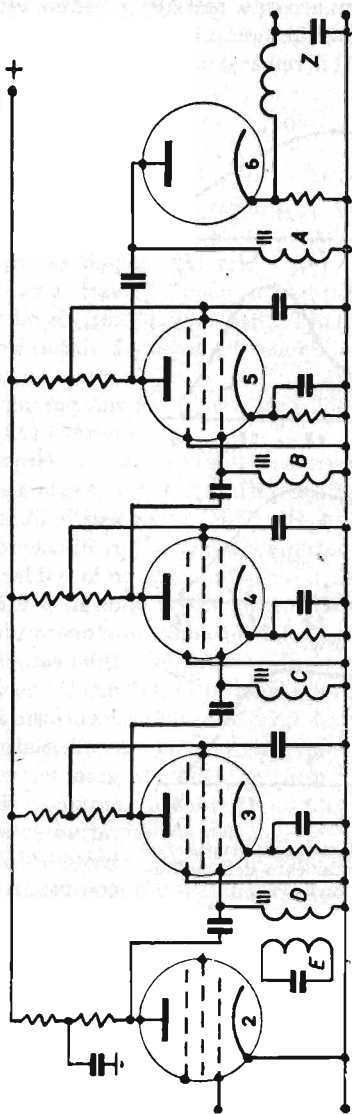



Fig. 52. - Amplificatore di M. F. a circuiti accordati.

I circuiti con accordo sfalsato possono essere accordati anche a frequenze differenti da quella media di risonanza di una quantità diversa da quella ottenuta dalle formule precedenti. I valori delle resistenze di carico vanno in tal caso determinate sperimentalmente.

Fig. 53. – Curve di selettività successive risultanti dall'allineamento dell'amplificatore di fig. 52.

L'accordo degli stadi dell'amplificatore di M.F. può essere effettuato in vari modi ed i costruttori di televisori dovrebbero fornire per ogni tipo di loro costruzione le norme per un corretto allineamento.

Il circuito di fig. 52 è lo schema di un amplificatore di M.F. il cui valore di accordo è di 13 MHz e la cui larghezza di banda di 3 MHz, per essere adoperato con un piccolo tubo catodico. Il procedimento per l'accordo è il seguente: in parallelo al condensatore *Z* va collegato un voltmetro elettronico e si effettua la taratura della bobina *A* collegandosi col generatore, con uscita a 12 MHz, fra la griglia del tubo 5 e la massa. La regolazione è effettuata con lo spostamento del nucleo di ottone nella bobina *A* sino ad ottenere l'uscita massima: si controlla quindi, spostando il generatore, se la curva di selettività è simmetrica, come la curva *a* di fig. 53.

Il generatore va quindi spostato progressivamente sulla griglia dei tubi 4, 3 e 2 accordando rispettivamente le bobine

B, *C* e *D* in modo che per ognuna, si possano ottenere le curve *b*, *c* e *d* di fig. 53. Le curve vanno tracciate punto per punto variando il generatore al massimo di 0,5 MHz da una lettura all'altra. Questo procedimento richiede tempo per il controllo delle curve ma si può effettuare con sufficiente rapidità dopo un po' di pratica.

Si dirà della necessità del circuito *E*, accordato alla M.F. del suono, di cui costituisce il circuito di entrata, ed il cui accordo a questa frequenza produce un taglio più ripido della caratteristica *D*, come tratteggiata.

Un amplificatore di M.F. dello stesso tipo è quello della RCA per ricevitori tipo 620 TS e 648 PTK (cap. 11). La casa costruttrice fornisce le seguenti istruzioni per l'allineamento di esso.

La frequenza della M.F. visione è di 25,75 MHz e quella del suono di 21,25 MHz.

Il primo circuito, il primario del trasformatore *T* (fig. 48), (il secondario accordato a 21,25 MHz costituisce il circuito di entrata dell'amplificatore di M.F. del suono) è accordato alla frequenza di 21,8 MHz. Questo circuito risulta caricato dalla resistenza interna del tubo convertitore e dalla resistenza di griglia del primo 6AG5, di 10 000 ohm. Il secondo circuito da accordare è il primario del 2° trasformatore, *F*, caricato allo stesso modo del precedente: esso presenterà un massimo di resa a 25,3 MHz. Il primario del 3° trasformatore è quindi accordato alla frequenza di 22,3 MHz ma la sua resa risulta minore che per gli altri circuiti perchè la resistenza di griglia del terzo tubo amplificatore è di valore più basso. L'induttanza *L* è quindi accordata alla frequenza di 25,2 MHz ma la sua resa è ridotta per il notevole smorzamento introdotto dalla resistenza anodica di 2 700 ohm.

Si passa quindi all'accordo dell'induttanza *N* alla frequenza di 23,4 MHz: in fig. 54 sono raccolte le varie curve di sintonia dei circuiti effettuate singolarmente e da cui risulta la caratteristica totale di selettività dell'amplificatore di M.F. tratteggiata.

In fig. 55 è lo schema di un amplificatore di M.F. adottato dalla stessa casa per televisori più economici.

Collegando alla griglia dell'ultimo amplificatore di M.F. il

generatore A.F. regolato alla frequenza di 24,5 MHz si regola l'induttanza della bobina collegata al catodo del diodo per ottenere la massima resa a detta frequenza. Spostandosi quindi sulla griglia dei tubi precedenti si provvede all'allineamento degli altri circuiti alle frequenze indicate sullo schema. Il voltmetro elettronico va collegato per la prima regolazione sulla resistenza di carico del diodo, per le altre fra anodo e massa del tubo seguente il circuito da accordare.

Si trascurino per il momento i due circuiti vicino a cui è indicata la frequenza 21,25 MHz di cui diremo in seguito.

Si può infine far uso dei circuiti oscillatori accoppiati il cui rendimento dipende dallo smorzamento e dal grado di accoppiamento. Come indicato in fig. 56 i due circuiti oscillatori sono ugualmente smorzati e con uguali capacità in parallelo. Ora la capacità in parallelo ad ogni circuito è circa la metà di quella considerata nell'esempio precedente e cioè C_1 è dato dalla capacità di uscita 5 pF, da quella della bobina e della filatura 6 pF, mentre C_2 è dato da quella di entrata 5,5 pF e da quella della bobina secondaria e della filatura 6 pF: le due somme sono praticamente uguali a 11 pF. Per un'attenuazione di 1,5 db su una banda di 4 MHz abbiamo ancora

$$R = \frac{225\sqrt{a^2 - 1}}{B\,C} = \frac{225 \cdot 0{,}67}{4 \cdot 11} = \frac{150}{44} = 3{,}2 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{B\,C\,R}{B\,C_1} = \frac{4 \cdot 11 \cdot 3{,}2}{4 \cdot 11} = 3{,}2 \text{ k}\Omega \qquad [18]$$

$$L_1 = \frac{25\,330}{f^2\,C_1} = \frac{25\,330}{24800} = 1{,}02 \ \mu\text{H}$$

$$R_2 = \frac{B\,C\,R}{B\,C_2} = 3{,}2 \text{ k}\Omega \qquad L_2 = 1{,}02 \ \mu\text{H}$$

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + 3{,}94 \cdot 10^{-5}\,(f\,C\,R)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2{,}08}} = \frac{1}{1{,}44} = 0{,}69 \quad [19]$$

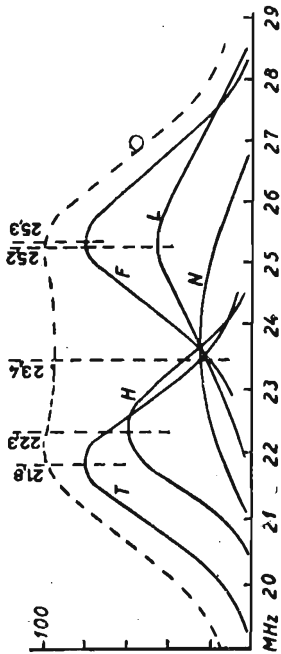



Fig. 54. - Curve di selettività dei circuiti dell'amplificatore di M. F. del televisore RCA648PTK (schema nel cap. 11).

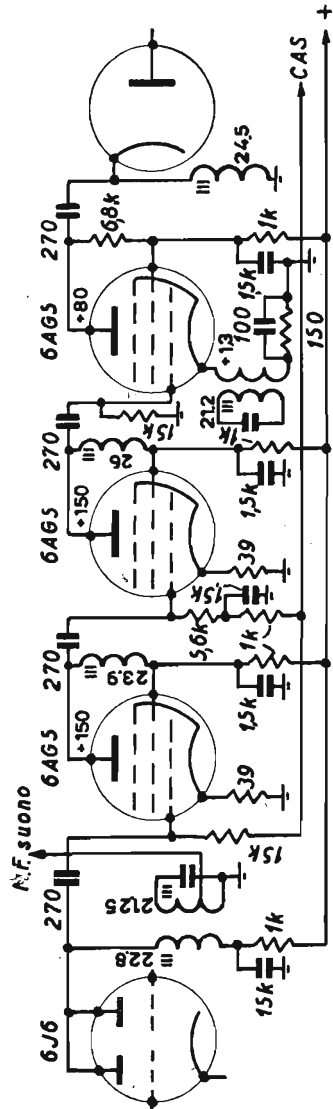



Fig. 55. - Amplificatore di M. F. del televisore RCA 730TV1.

$$M = K \sqrt{L_1 L_2} = 0,69 \cdot 1,02 = 0,7 \ \mu H \qquad [20]$$

$$G = \frac{S \sqrt{R_1 R_2}}{2} = \frac{8 \cdot 3,2}{2} = 12,8 \ . \qquad [21]$$

L'amplificazione risulta più ridotta che nel caso precedente perchè si è aumentata la capacità totale con l'aumentare il numero delle bobine fra un tubo e l'altro ma i lati della curva di selettività risultano più ripidi che con gli altri accoppiamenti. L'accoppiamento a trasformatori risulta particolarmente utile quando fra le capacità in parallelo al primario ed al secondario vi è una notevole differenza, come nel caso di accoppiamento fra l'ultimo stadio amplificatore di M.F. ed il diodo rivelatore.

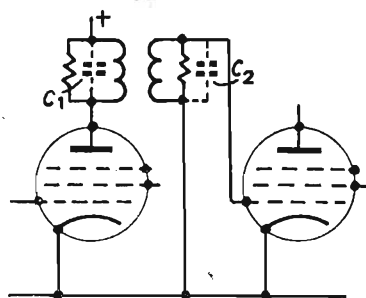



Fig. 56. – Accoppiamento fra stadi con circuiti sovraccoppiati.

Come per i circuiti con accordo sfalsato anche per i trasformatori si può far uso di un accoppiamento differente da quello calcolato con le formule precedenti. Adoperando trasformatori con accoppiamenti molto stretti e per altri più lasco si può avere ugualmente una resa uniforme colmando con la resa dei secondi l'avvallamento fra i due picchi dei primi.

In fig. 57 è lo schema semplificato dell'amplificatore M.F. del televisore tipo 802 della General Electric, con trasformatori di accoppiamento.

L'accoppiamento fra primario e secondario è maggiore di quello critico per cui la curva di selettività risulta appiattita superiormente, il resistore sul secondario rende ancor più piatta la sommità della curva.

Quando due circuiti oscillatori sono sovraccoppiati si ha una curva di selettività con due picchi ugualmente distanti dalla frequenza di risonanza dei circuiti. Se si riduce il Q dei circuiti ugualmente i due picchi risultano ugualmente ridotti,

Fig. 57. – Amplificatore di M. F. del televisore G. E. 802.

mentre se si riduce il Q di un solo circuito i due picchi non risultano più ugualmente ridotti. Riducendo il Q del secondario questo riflette sul primario un'impedenza differente, per cui la differenza di riduzione dei due picchi dipende dal grado di sovraccoppiamento, dall'entità della riduzione di Q e dalla

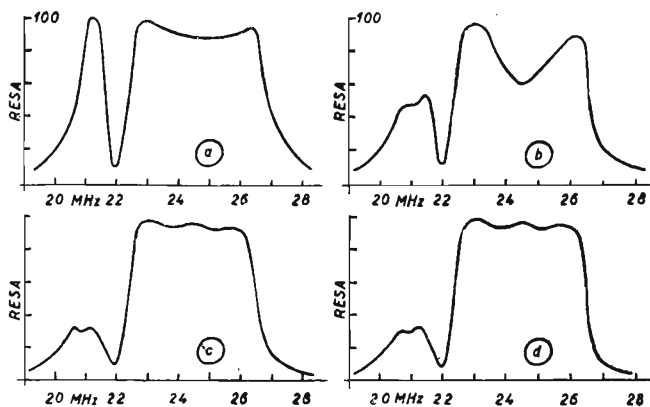



Fig. 58. – Curve di selettività dei vari stadi dell'amplificatore di M. F. visione del televisore G.E. 802.

variazione dell'impedenza riflessa. I vari trasformatori di un amplificatore di M.F. sono accoppiati e caricati in modo differente per poter realizzare la curva totale voluta.

Per ridurre la depressione fra i due picchi in questo amplificatore il primo, il secondo ed il terzo trasformatore sono sovraccoppiati mentre l'accoppiamento fra il primo tubo amplificatore di M.F. e il secondo è costituito da un unico circuito oscillatorio quindi con picco unico nella resa.

La resa del quarto stadio risulta secondo la curva *a*) di fig. 58, di questa dobbiamo tener presente solo la parte superiore e quella a destra perchè alla ripidità a sinistra contribuisce un circuito di filtro di cui ci occuperemo.

Essa è ottenuta collegando il generatore A.F. fra griglia e massa del terzo tubo 6AC7 e misurando l'uscita da 21 a 27 MHz. Spostando ora questo fra griglia e massa del secondo tubo 6AC7 si ottiene la curva *b*) di fig. 58: essa presenta molto

più spiccatamente l'andamento dei due picchi, malgrado il livellamento operato dai due resistori in parallelo ai due secondari. Per eliminare il notevole avvallamento di detta curva fra primo e secondo stadio di M.F. vi è un circuito oscillatorio unico, anch'esso smorzato per il basso carico anodico, posto sul secondo tubo, oltre quello presentato dal circuito di griglia del terzo tubo. La resa di questo circuito è con un solo picco, che riempie l'avvallamento della curva fig. 58 *c*). Fra il convertitore ed il primo stadio vi è un altro trasformatore sovraccoppiato e caricato in modo tale da dare una configurazione finale alla curva di selettività come in fig. 58 *d*).

21. Circuiti di filtro.

Negli amplificatori di M.F. si fa sempre uso di circuiti filtro accordati allo stesso valore di quello della M.F. del suono per evitare che questo, amplificato e rivelato, giunga al tubo catodico producendo striature continuamente variabili sull'immagine.

Ma circuiti filtro sono anche adoperati per poter conformare la curva di selettività dell'amplificatore M.F., se questo deve presentare un lato molto più ripido di quanto sia ottenibile con circuiti accordati che, per il loro smorzamento, presentano una curva di selettività con lati molto poco ripidi.

In genere questi filtri sono costituiti da un'induttanza ed un condensatore, in parallelo o in serie, accordati alla stessa frequenza a cui si vuol ottenere il massimo assorbimento rispetto alla curva di selettività dell'amplificatore di M.F. Se uno di questi filtri ha un coefficiente di sovratensione elevato esso opererà un taglio con bordi molto ripidi ma se esso è smorzato più o meno questi bordi risulteranno anch'essi inclinati e faranno risentire il loro effetto su di una zona più vasta della suddetta curva. Naturalmente anche l'accoppiamento del filtro col circuito fa variare il risultato ottenuto.

Non appare a prima vista la possibilità di interferenze sull'immagine da parte del suono quando questo è modulato in frequenza. Se il rivelatore è un semplice diodo, quindi adatto alla rivelazione di segnali modulati in ampiezza, esso

non dovrebbe poter rivelare i segnali modulati in frequenza. Ma una tale rivelazione avviene perchè il segnale del suono se non è perfettamente eliminato si trova lungo la parte ripida della curva di selettività della M.F. Per la pendenza di questa curva il segnale modulato in frequenza è variato in uno modulato in ampiezza, variazione che avviene in B.F., e quindi è facilmente rivelabile dal diodo.

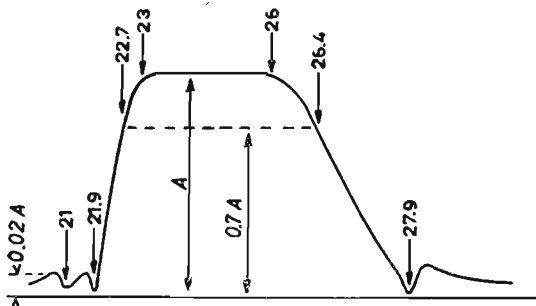



Fig. 59. - Curva di selettività totale del televisore G.E. 802.

Quando il trasmettitore di televisione è unico in una città la curva di selettività totale di fig. 54 è accettabilissima ma quando i trasmettitori sono parecchi, come in alcune città americane, ogni canale di televisione ha una banda totale di 6 MHz e la curva di fig. 54 deve essere portata a mezzo dei circuiti filtro ad assumere la configurazione di fig. 59. La portante del suono del canale immediatamente inferiore a quello ricevuto differisce dalla M.F. video di 1,5 MHz e solo 0,25 MHz dal limite del canale voluto. Allo stesso modo il suono del canale voluto dista di 1,5 MHz dalla M.F. video del canale immediatamente superiore. Queste differenze sono appunto indicate in fig. 59. Senza l'uso dei filtri queste frequenze, ottenute dai battimenti di portanti vicine a quella voluta con oscillatore locale, entrerebbero nell'amplificatore visione e verrebbero rivelate rovinando completamente l'immagine ottenuta sul tubo catodico.

Infatti il televisore ha normalmente una curva di selettività, con i lati sufficientemente ampi da coprire tutte le

frequenze suddette da eliminare e che sono infatti escluse solo quando si è realizzata la curva come in figura.

In ogni ricevitore è necessario un determinato numero di filtri per ottenere il risultato voluto. Quando il trasmettitore è unico e la banda dell'amplificatore di M.F. non è troppo ampia come nel caso del circuito di fig. 52, è sufficiente il

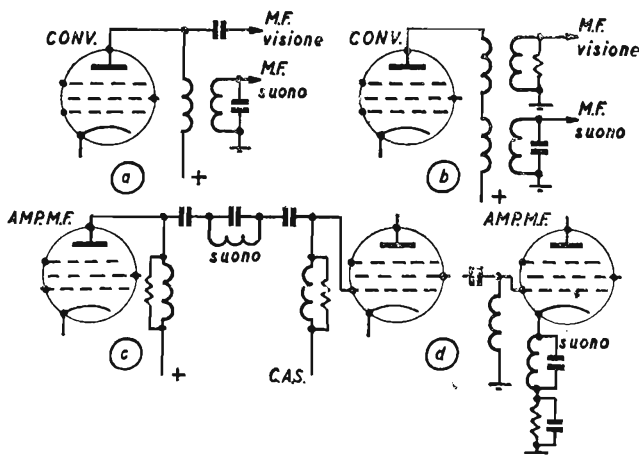



Fig. 60. – Circuiti di filtri assorbitori per la M. F. suono.

circuito di entrata dell'amplificatore M.F. del suono per ottenere la completa esclusione di questo dal circuito visione. Quando invece la banda raggiunge il massimo limite ammissibile e vi sono canali ben determinati allora sono necessari vari filtri, di cui anche due o tre possono essere sintonizzati alla stessa frequenza per assicurare una maggiore eliminazione ed un taglio più ripido nella caratteristica di selettività.

In fig. 60 sono alcuni schemi per il collegamento nei circuiti di filtri che permettono un'eliminazione più o meno completa della M.F. suono da quella della visione: i circuiti accordati alla frequenza da eliminare sono appunto indicati

con la dicitura suono. Nei primi due casi essi sono collegati direttamente al circuito anodico del tubo convertitore e costituiscono contemporaneamente il circuito di entrata dell'amplificatore di M.F. del suono. L'eliminazione ch'essi offrono è raramente sufficiente e si ha, lungo il circuito dell'amplificatore di M.F. della visione, almeno un altro circuito filtro accordato alla stessa frequenza. In tutti i casi questi circuiti sono costruiti in modo da presentare il minimo smorzamento possibile, sicchè la loro curva di selettività rappresenta un taglio con i bordi sufficientemente verticali nella curva di selettività dell'amplificatore di M.F. della visione.

I filtri compresi nell'amplificatore M.F. visione avevano la disposizione di fig. 60 *c*), che però è stata quasi completamente abbandonata per far uso di semplici circuiti accoppiati come quello di fig. 60 *a*) o di filtri sul circuito catodico, *d*). In questo caso il circuito oscillatorio, presentando la massima impedenza per la frequenza di risonanza, produce un'elevatissima controreazione per essa: generalmente i circuiti di questo tipo hanno un basso rapporto L/C e la massima attenuazione realizzata è limitata al valore del guadagno dello stadio.

Riportiamo ora gli schemi più completi di alcuni amplificatori di M.F. visione di televisori commerciali completi dei filtri necessari all'eliminazione delle frequenze specificate.

In fig. 61 è lo schema dell'amplificatore di M.F. del GE 802 con cinque circuiti filtro di cui quattro sono sintonizzati alla frequenza della portante suono dello stesso canale ed uno a quella della portante suono del canale adiacente.

In fig. 55 è stato già mostrato lo schema dell'amplificatore di M.F. dell'RCA 730 TV 1 di cui si comprende ora lo scopo dei due circuiti a 21,25 MHz.

Nel cap. 11 è lo schema dell'amplificatore di M.F. del televisore RCA 648 PTK con quattro filtri: due accordati sulla portante suono dello stesso canale (21, 25 MHz), uno su quella della portante fono del canale adiacente inferiore (27, 25) ed uno su quella della portante visione del canale adiacente superiore (19,75). I risultati appaiono in fig 154.

Nello schema di fig. 62 della Consolidated Television sono compresi quattro filtri sui catodi dei rispettivi tubi amplificatori di M.F. visione. Questi filtri non sono accordati alla

Fig. 61. - Amplificatore di M. F. della visione con filtri, del televisore G.E. 802.

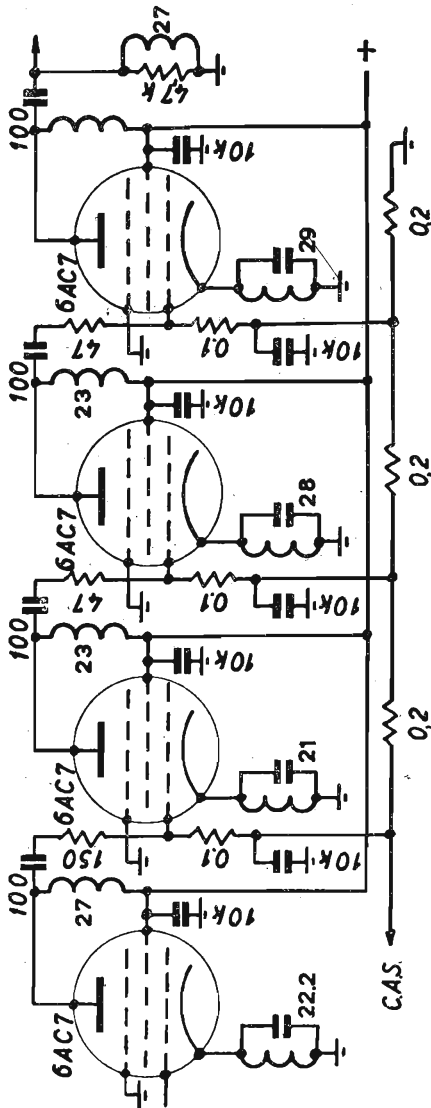



Fig. 62. - Amplificatore di M. F. della visione, con filtri, del televisore Consolidated Television.

frequenza specificata come nei due esempi precedenti ma lo sono a frequenze determinate dal costruttore per ottenere la voluta curva di selettività totale.

22. Controllo del contrasto.

Quando si ha un segnale molto intenso, rivelato ed applicato al tubo catodico, sullo schermo appare un'immagine molto contrastata, cioè con le zone luminose molto brillanti, ma oltre una certa ampiezza le zone diventano tanto brillanti da passarsi rapidamente dalle zone bianche a quelle nere senza mezzi toni. Riducendo l'ampiezza del segnale al rivelatore si riduce la brillantezza delle zone bianche sino ad ottenere le tonalità grigie esatte dell'immagine.

Il controllo del contrasto è effettuabile manualmente o automaticamente. In fig. 63 *a*) è lo schema del controllo manuale secondo cui ad un potenziometro è applicata una tensione di qualche volt. I tubi amplificatori più comunemente controllati sono quelli della M.F., il primo ed il secondo, sovente anche i primi tre tubi di questa sezione; qualche volta si ha il controllo del tubo in A.F. e del primo amplificatore di M.F.: come già accennato nel paragrafo 14 la variazione della polarizzazione comporta una notevole variazione nella capacità e resistenza di entrata di un tubo perciò, specie per gli stadi in A.F., si preferisce lo schema di fig. 37. In ogni caso la variazione di tensione può essere solo molto piccola perchè i pentodi con pendenza elevata non hanno questa variabile. D'altra parte uno spostamento anche piccolo della polarizzazione produce una notevole variazione nel valore della pendenza: nel tubo 6AC7 con 2 V di polarizzazione si ha una pendenza di 9 mA/V mentre con — 2,5 V si scende a 7 mA/V.

Non occorre un grande campo di variazione della pendenza tenendo presente che il controllo di due stadi fa si che il controllo complessivo sia dato dal prodotto dei due controlli, quindi una variazione della pendenza di 3 : 1 per due stadi da una variazione di 9 : 1 nell'amplificazione e tale controllo può essere sufficiente in molti casi; alcuni costruttori portano il controllo di ogni stadio anche a 5 : 1. Per il controllo auto-

matico, utile perchè la ricezione non è sempre costante, si fa uso di schemi comuni ai ricevitori radiofonici, fig. 63 *b*) e *c*), di cui il primo è il normale schema del CAS ed il secondo è del CAS ritardato. Nel primo di questi schemi il condensatore sull'anodo si carica durante i picchi di tensione positiva applicati all'anodo e si scarica lentamente sulla resistenza. Il gruppo

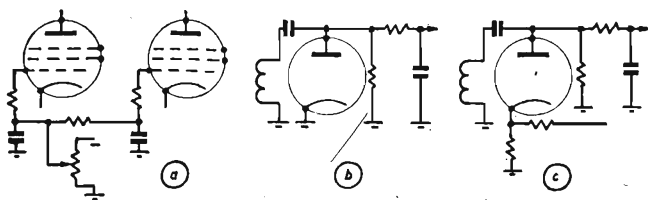



Fig. 63. – Schemi per il controllo del contrasto.

R C funziona da filtro, per cui su questo condensatore risulta una tensione negativa per il CAS variante con il valore medio dell'illuminazione della scena trasmessa.

Polarizzando positivamente il catodo del diodo, come in fig. 63 *c*) si ha raddrizzamento solo dopo che le semionde positive del segnale abbiano superato con il loro valore di cresta questa polarizzazione: da qui risulta un controllo solo per segnali di una determinata ampiezza in poi.

Per alcuni stadi può risultare utile che un tubo amplificatore non abbia un piccolo valore della polarizzazione di interdizione, pur non essendo a pendenza variabile, per cui risulterebbe con una minore pendenza massima. Adoperando in serie alla griglia schermo un resistore di caduta, per ottenere la voluta tensione di schermo, si ha in qualche caso un comportamento simile a quello di un tubo a pendenza variabile quando si varia la polarizzazione. Scegliendo il valore adatto del resistore di caduta si può ottenere col variare della polarizzazione di griglia una variazione della tensione di schermo in modo tale da opporsi alla prima e quindi simulare entro certi limiti la caratteristica della pendenza variabile.

Con ciò si realizza una maggiore latitudine di variazione della corrente anodica e quindi maggiore variazione nell'ampiezza del controllo del contrasto.

23. Media Frequenza del suono.

Nei ricevitori di televisione l'amplificazione di M.F. del suono può incominciare sia dopo lo stadio convertitore che dopo uno o più stadi amplificatori di M.F. della visione. Col sistema dei battimenti fra portanti (intercarrier) si utilizza l'amplificazione di tutta la M.F. della visione e dopo la rivelazione di questa il prelevamento della M.F. risultante, da amplificare ancora. In tutti i casi si ha un amplificatore di M.F. del suono con banda sufficientemente piatta, per oltre 100 kHz, in modo che gli spostamenti nella frequenza dell'oscillatore locale non facciano perdere il suono mentre la visione rimane quasi sempre inalterata. Per il sistema dei battimenti ciò non è necessario ma ugualmente si prevede una larghezza di banda di 100 kHz, malgrado la modulazione di frequenza avvenga solo per $\pm$ 25 kHz per il 100% di modulazione.

Come si è già detto per la M.F. della visione, quando il trasmettitore è uno solo, si può far uso di un valore della M.F. relativamente basso, ad es. da 10 a 13 MHz, ma quando si hanno più canali adiacenti è necessario che la M.F. abbia un valore il cui doppio risulti maggiore della differenza fra i due più lontani canali suddetti. Lo stesso criterio è seguito, sebbene non raggiunto, nei normali ricevitori radio per le onde medie: abbiamo infatti una banda di frequenze 1500 — — 500 = 1000 kHz mentre il doppio della M.F. è nella migliore delle ipotesi di 470 + 470 = 940 kHz. Con ciò si ha l'eliminazione dell'interferenza dovuta all'immagine, cioè da una stazione che differisce esattamente del doppio della M.F. da quella che si vuol ricevere. In America abbiamo quindi M.F. per la visione da 25,75 a 26,4 MHz e per il suono da 21,25 a 21,9 MHz, ma si giunge anche a 22,25 MHz (26,75 per la visione).

Ancora per la M.F. del suono occorre ripetere quanto si è detto per quella della visione, e tener presente il diagramma di fig. 49, per adottare un sufficiente filtraggio dell'uscita del rivelatore e un'accurata schermatura delle parti costituenti l'amplificatore ed il rivelatore del suono, per evitare interferenze sulla visione dovute alle armoniche.

La curva di selettività dei trasformatori di M.F. del suono, sia che si abbia modulazione di ampiezza che di frequenza, è molto più ampia della banda di frequenze che occorre normalmente amplificare. Naturalmente, quando si eleva la frequenza di accordo dei trasformatori di M.F., aumentiamo la larghezza della curva di selettività per il minor valore di Q realizzato per i circuiti e per il minor valore dell'impedenza di ingresso dei tubi amplificatori.

Può essere sufficiente un tubo amplificatore di M.F., seguito da un diodo rivelatore ed un preamplificatore in B.F., se la frequenza di accordo della M.F. è inferiore ai 10 MHz, la modulazione è di ampiezza ed il televisore si trova in condizioni buone di ricezione.

Se si ha modulazione di frequenza occorre aggiungere lo stadio limitatore fra l'amplificatore di M.F. e il rivelatore. Se la M.F. è sui 20 MHz o oltre occorrono almeno due stadi amplificatori di M.F.

Ci interesseremo qui più dettagliatamente dell'amplificatore di M.F. per il suono con modulazione di frequenza. Ma gli stessi calcoli possono essere adoperati per il progetto di un amplificatore per modulazione di ampiezza, per cui è ugualmente necessaria una notevole larghezza di banda passante.

Per ottenere la maggiore larghezza di banda si ricorre a sovraccoppiamenti e resistenze di smorzamento, e nei televisori si fa uso comunemente di tre trasformatori di M.F. accordati con tutti i circuiti alla stessa frequenza. L'ampiezza del segnale alla griglia dello stadio limitatore è tanto ampia ch'esso presenta sul proprio anodo una tensione costante per tutta la banda di frequenze che interessa e cioè sulla griglia la tensione ha un andamento come quello di fig. 64 *a*), secondo la curva di selettività dei circuiti precedenti, mentre sull'anodo si verifica la saturazione come in fig. 64 *c*). Il tubo limitatore è alimentato con tensioni ridotte per ottenere, anche per l'autopolarizzazione fornita dalla griglia (funzionamento simile ad un rivelatore per caratteristica di griglia), una caratteristica come quella di fig. 64 *c*): oltre un determinato valore qualunque tensione applicata alla griglia è amplificata sino ad un limite, dato dalla saturazione del tubo. Occorre quindi che,

per l'amplificazione costante fornita dagli stadi di A.F. convertitore e M.F. precedenti, il segnale ricevuto abbia un'ampiezza superiore ad un minimo prestabilito per poter ottenere il funzionamento adatto dello stadio limitatore. Se tale funzionamento si ha con segnali che abbiano un'ampiezza di 2,5 V (normalmente sono richiesti 2 a 5 volt) e l'amplificazione precedente è di 100 000 volte è sufficiente che il segnale del trasmettitore ricevuto sia superiore a $2,5 \cdot 10^{-6} = 25$ μV.

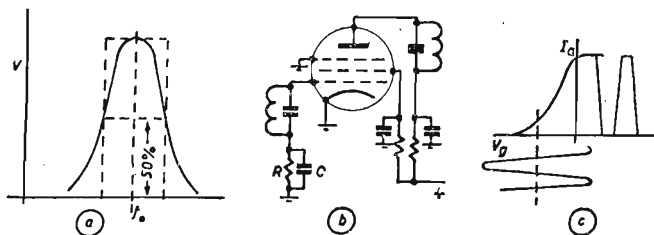



Fig. 64. – Stadio limitatore e relativa caratteristica.

Dalla curva *a*) si rileva che non tutte le frequenze della banda passante sono amplificate ugualmente. La curva tratteggiata ha una configurazione perfettamente rettangolare; essa rappresenta la curva ideale che dovrebbe avere l'amplificatore precedente il limitatore in modo che a questo si presentino tutte le frequenze della banda, larga ad es. 100 kHz, uniformemente amplificate. Immaginiamo che la curva tratteggiata e quella reale di selettività s'incontrino ad un'altezza corrispondente a circa il 50% della resa massima. Da ciò si ricava che se si vuole mantenere la massima sensibilità a 25 μV occorre che l'amplificazione totale fra aereo e griglia sia portata a 200 000 volte, perchè solo metà di questa amplificazione risulta uniforme per una banda di 100 kHz.

I tipi di discriminatori più adoperati sono quelli derivanti dal Foster Seeley (fig. 65 *a*) e il rivelatore a rapporto della RCA (fig. 65 *b*).

Particolarità del primo tipo di rivelatore è l'uso di un trasformatore di M.F. con secondario con presa centrale, a cui è collegato il condensatore di accoppiamento 1 con l'anodo

del limitatore. La tensione presente su questo è applicata alla resistenza *R* e risulta in serie a ciascuna metà del secondario e quindi a ciascuna metà della tensione indotta in questo. Le due metà della tensione secondaria raddrizzate producono uguali tensioni continue sulle resistenze 2 e 3, con le polarità come indicato nello schema, per cui fra *B* e *D* risulta una ten-

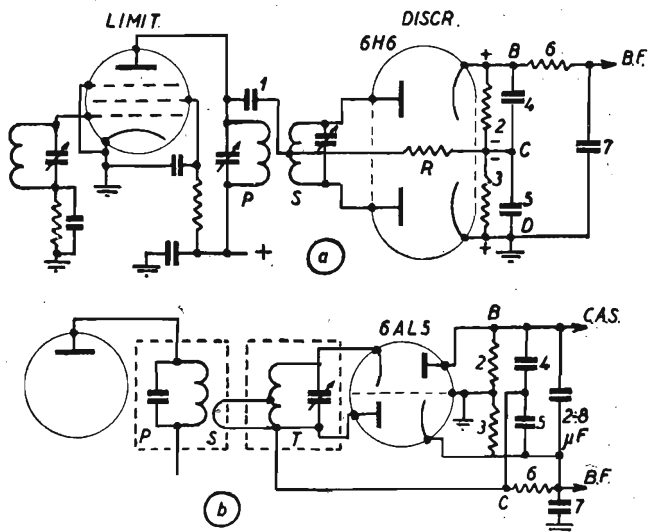



Fig. 65. – Discriminatori.

sione nulla. Si ottiene questo risultato quando la frequenza applicata dal generatore fra griglia e massa del tubo limitatore precedente il discriminatore, è uguale alla frequenza dei due circuiti *P* e *S*.

Quando si ha la risonanza del circuito oscillatorio secondario la tensione in esso indotta e la corrente circolante sono in fase (la corrente è limitata dalla resistenza in A.F. del circuito). Questa corrente circolando nell'induttanza (il circuito è, rispetto alla tensione indotta, oscillatorio in serie) produce sulle due metà dell'avvolgimento due tensioni uguali e di segno contrario. Esse si sommano alla tensione applicata dal

primario del trasformatore alla presa centrale del secondario e poichè sono ugualmente sfasate rispetto questa, si ha una tensione uguale applicata ai due diodi.

Se aumentiamo la frequenza del generatore la tensione indotta nel secondario e la corrente circolante in questo non sono più in fase, anzi il circuito si comporta induttivamente, quindi la corrente risulta in ritardo rispetto alla tensione indotta. Sulle due metà dell'avvolgimento si producono sempre due tensioni uguali ed opposte ma esse non risultano più ugualmente sfasate rispetto quella applicata dal primario alla presa centrale. La somma di questa con esse non dà più due tensioni uguali sui due diodi e quindi fra *B* e *D* risulta una tensione positiva.

Se diminuiamo della stessa entità la frequenza del generatore il circuito secondario si comporta capacitivamente rispetto alla tensione indotta quindi la corrente in esso circolante è in anticipo rispetto a questa tensione.

Ancora le due tensioni presenti sulle due metà della bobina sono uguali ma sfasate rispetto alla tensione applicata dal primario, in senso inverso a quello precedentemente considerato, e fra *B* e *D* si trova una tensione negativa.

Questa sommaria esposizione del funzionamento del discriminatore permette di rendersi conto della caratteristica relativa (fig. 66).

Se ne può dimostrare la produzione immaginando che una metà del secondario del trasformatore sia accordata ad una frequenza più elevata di quella di accordo del primario e l'altra metà ad una più bassa, equidistante. In tal modo si possono disegnare due curve caratteristiche di selettività, una sopra l'altra sotto l'asse delle ascisse, indicando con ciò che ognuna rappresenta la tensione presente sulla resistenza di carico di un diodo quando variamo la frequenza della tensione applicata al primario. Dalla loro combinazione è facile comprendere come risulti la caratteristica del discriminatore.

Il discriminatore di rapporto della RCA (fig. 65 *b*) è essenzialmente lo stesso rivelatore ora descritto. L'avvolgimento *S* è il secondario del trasformatore collegato sull'anodo del limitatore: esso provvede all'accoppiamento col circuito discriminatore *T*. Le uscite dei diodi sono collegate ad un

condensatore di capacità molto elevata per evitare che si abbia rivelazione di eventuale modulazione di ampiezza della portante da parte dei disturbi.

Accenniamo ora brevemente al procedimento per l'allineamento del discriminatore.

Collegato il generatore A.F. (di tipo normale, senza mo-

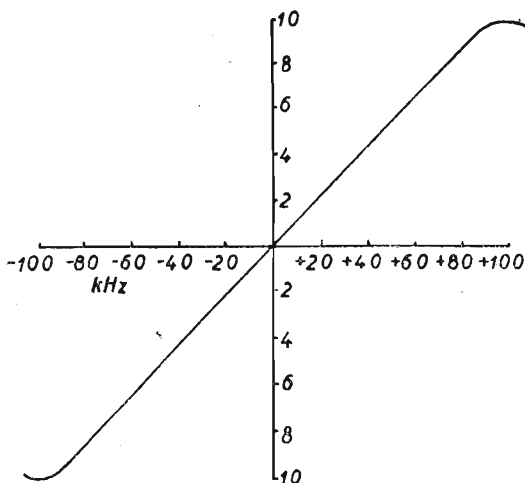



Fig. 66. – Caratteristica di un discriminatore.

dulazione in B.F.) fra griglia e massa del limitatore precedente il discriminatore, si allinea il primario per avere la massima indicazione da un voltmetro, possibilmente elettronico, collegato fra C e D (con le polarità indicate in fig. 65 *a*). Si può anche far uso di un milliamperometro da 1 mA inserendolo fra la resistenza R (a cui va collegato il — dello strumento) e il punto di giunzione delle resistenze 2 e 3.

Si porta quindi il voltmetro fra B e D, con la polarità collegata in un modo qualsiasi, e si regola il compensatore del secondario per ottenere una tensione nulla fra detti punti (tensioni uguali ma opposte di segno sui due resistori). Si può effettuare lo stesso allineamento, controllando la massima resa ad orecchio o con un misuratore di uscita collegato al pri-

mario del trasformatore dell'altoparlante. Con la regolazione del compensatore del primario del trasformatore del discriminatore il suono va portato al massimo mentre con quella del compensatore del secondario va portato a zero.

Occorre ora controllare il perfetto centraggio della frequenza di accordo della M.F. e la linearità della resa al variare della frequenza secondo la curva di fig. 66 e per tale scopo si presta molto bene un voltmetro elettronico, più di un voltmetro in c.c. con alta resistenza. Si collega il voltmetro elettronico fra B e D e si varia la frequenza del generatore A.F., non modulato in ampiezza, di un certo numero di kHz in più o in meno rispetto alla frequenza di accordo della M.F. Ad es. si aumenterà la frequenza di 25 e di 50 kHz e si noteranno le due tensioni indicate dal voltmetro: esse debbono risultare uguali alle due relative ad una diminuzione della frequenza di accordo di 25 e di 50 kHz. Se non si ha tale uguaglianza, al massimo con il 10% di approssimazione, occorre ripetere l'allineamento del compensatore primario (da cui dipende la simmetria della curva).

In fig. 67 è lo schema di un amplificatore di M.F. per il suono costituito da due stadi di amplificazione di M.F. dal limitatore e dal discriminatore. Riteniamo che la frequenza di accordo sia di 4,5 MHz e la banda passante di 100 kHz (la modulazione di frequenza è di $\pm$ 25 kHz ma per una maggiore latitudine adottiamo $\pm$ 50 kHz).

La massima ampiezza di caratteristica lineare del trasformatore del discriminatore non è ottenuta con la massima pendenza e un buon compromesso fra entrambi questi risultati ci è dato quando

$$L_2 = 1{,}77\ L_1 \quad \text{e} \quad Q\,k = 1{,}5$$

cioè con un coefficiente di accoppiamento maggiore di quello critico.

L'induttanza del primario di T_4 dovrebbe essere quanto più elevata è possibile ma è limitata dalla relazione precedente e quindi da C_2: ritenendo questo di 50 pF complessivi risulta

$$L_2 = 25\ \mu\text{H} \quad L_1 = 14{,}1\ \mu\text{H} \quad \text{e} \quad C_1 = 88{,}5\ pF$$

Ritenendo che la caratteristica del trasformatore si debba mantenere lineare per $\pm$ 50 kHz su una gamma di $\pm\, 0{,}4\ \frac{f_r}{Q}$ dobbiamo avere

$$Q = \frac{0{,}4 \cdot 4{,}5 \cdot 10^6}{0{,}05 \cdot 10^6} = \frac{1{,}8}{0{,}05} = 36$$

e per la relazione precedente

$$k = \frac{1{,}5}{Q} = \frac{1{,}5}{36} = 0{,}042$$

quindi

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} = 0{,}042 \sqrt{14{,}1 \cdot 25} \doteq 0{,}53\ \mu\text{H}$$

Per ottenere un valore di Q di 36 per i due avvolgimenti è necessario caricarli con resistenze, perchè il loro Q è normalmente più elevato. Possiamo ritenerlo uguale a 150.

Lo smorzamento del primario è uguale, come in un ricevitore normale con *C A S* collegato al primario, ad $R/3$, ma i resistori sono due e risultano in parallelo abbiamo quindi $R/6 = 16\,666\ \Omega$ se R_1 ed R_2 sono di 0,1 MΩ.

Il carico sul secondario è equivalente ad R_1 perchè per ogni metà del secondario esso è $R_1/2 = 50\,000\ \Omega$, quindi il carico totale è 0,1 M.

Per ridurre il Q di ogni circuito da 150 a 36 abbiamo per L_1

$$\frac{\omega \cdot L_1 \cdot 150 \cdot 36}{150 - 36} = 11\,000\ \Omega$$

quindi

$$R_3 = \frac{16\,666 \cdot 11\,000}{16\,666 - 11\,000} = 32\,500\ \Omega$$

Per L_2 sarà

$$\frac{\omega \cdot L_2 \cdot 150 \cdot 36}{150 - 36} = 19\,400\ \Omega$$

e per R_4

$$\frac{100\,000 \cdot 19\,400}{100\,000 - 19\,400} = 24\,100\ \Omega$$

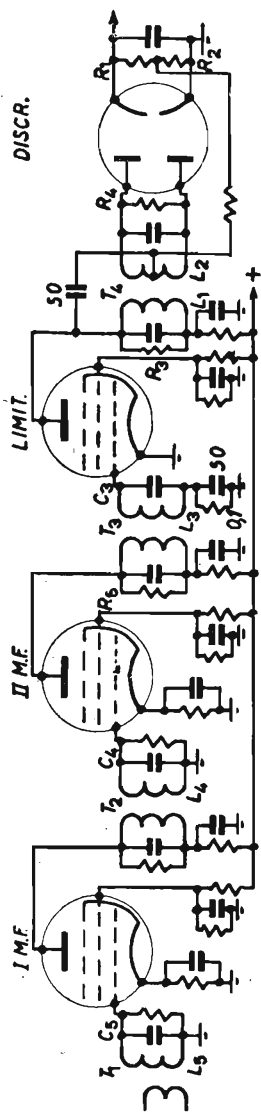



Fig. 67. - Amplificatore di M. F. con discriminatore.

Possiamo ora calcolare il rendimento di conversione e cioè i volt che si hanno per ogni kHz fuori sintonia e per ogni volt applicato alla griglia del limitatore.

La formula che ci dà tale risultato è

$$\eta = 0{,}868 \frac{S\, V_g\, R_d\, \eta_d\, Q}{f_r} \qquad [22]$$

in cui S è la pendenza del tubo limitatore, ad es. 2 mA/V, che va introdotta come A/V;

V_g = tensione alternata applicata alla griglia del limitatore, 1 volt;

R_d = resistenza dinamica del circuito anodico accordato, senza accoppiamento al secondario, dato da $\omega L_1 Q = 6{,}28 \cdot 4{,}5 \cdot 10^6 \cdot 14{,}1 \cdot 10^{-6} \cdot 36 = 14350\ \Omega$;

η_d = rendimento dei diodi = 0,85;

Q = fattore di merito necessario per realizzare la voluta larghezza di banda;

f_r = frequenza di risonanza, 4,5 MHz.

Abbiamo quindi

$$10^3 \cdot 0{,}868 \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 14\,350 \cdot 0{,}85 \cdot 36}{4{,}5 \cdot 10^6} = \frac{764\,468}{4{,}5 \cdot 10^6} =$$
$$= 0{,}17\ \text{V/kHz}\,.$$

Durante i picchi delle semionde positive applicate alla griglia del limitatore il condensatore C (fig. 64 *b*) acquista una carica, per gli elettroni attratti, e sulla resistenza R si ha un flusso continuo di corrente dovuto alla sua scarica. La costante di tempo del circuito $C\,R$ dev'essere di pochi microsecondi cioè in questo tempo deve poter dissipare il 63% della carica accumulata su C.

Se per C adoperiamo un condensatore di 50 pF e per R un resistore di 100 000 Ω abbiamo una costante di tempo di $50 \cdot 10^{12-} \cdot 10^5 = 5 \cdot 10^{-6}$ sec = 5 μ sec.

Un tale tempo è notevolmente più grande di quello di un periodo alla frequenza di 4,5 MHz, la cui durata è di circa 0,23 μsec. Poichè la tensione di autopolarizzazione della gri-

glia può variare con una rapidità data dalla costante di tempo di $R\,C$ se si verificano brusche variazioni nell'ampiezza del segnale sulla griglia del limitatore, a causa di disturbi improvvisi o altre interferenze, è sufficiente che questo tempo sia di pochi microsecondi perchè non risultino delle variazioni nella corrente anodica e quindi non se ne abbia l'applicazione al discriminatore che li rivelerebbe.

Per ottenere una resa uniforme per la banda passante è necessario far uso di trasformatori sovraccoppiati, con resa massima su due picchi, e di trasformatori con resa massima su di un solo picco, quindi con accoppiamento critico. Buoni risultati si possono ottenere facendo uso per T_1 di un trasformatore con accoppiamento critico $Q_1\,k_1 = 1$ e per T_2 e T_3 di due trasformatori sovraccoppiati, $Q_2\,k_2 = Q_3\,k_3 = 1{,}5$. Per il trasformatore T_3 primario e secondario sono sovraccoppiati ed hanno rese massime a

$$\frac{Q_3\,2\,\Delta f}{f_r} = \pm\,1{,}5$$

in cui Δf è la differenza di frequenza da quella di accordo f_r, che prenderemo come quella massima ammissibile di modulazione e cioè di 50 kHz. Dalla formula precedente abbiamo

$$Q_3 = \frac{1{,}5\,f_r}{2\,\Delta f} = \frac{1{,}5 \cdot 4{,}5 \cdot 10^6}{2 \cdot 0{,}05 \cdot 10^6} = 67{,}5\,.$$

Dovremo ora considerare che malgrado la capacità griglia anodo in un pentodo sia molto ridotta essa pone un limite all'amplificazione massima ottenibile senza oscillazioni. Ma prima che si giunga all'innesco di oscillazioni a causa di questa capacità si ha un accoppiamento fra circuito anodico e quello di griglia, che risulta induttivo e quindi positivo per le frequenze inferiori a quelle di risonanza, con conseguente instabilità, e capacitivo e quindi negativo per le frequenze maggiori. Da tale influenza risulta che un tubo amplificatore con circuito anodico accordato tende ad aumentare l'ampiezza delle frequenze al disotto di quella sul proprio circuito di griglia ed a diminuire quelle superiori.

Da ciò risulta una distorsione della curva di selettività

generale che può essere eliminata solo ottenendo dall'amplificatore un guadagno molto più piccolo di quello massimo. Normalmente occorre che la resistenza di entrata del circuito di griglia risulti di una diecina di volte la resistenza dinamica del circuito oscillatorio di griglia.

La resistenza di entrata del circuito di griglia di un tubo può essere calcolata con la formula seguente

$$R_g = \frac{4}{2\,\pi\, f_r\, S\, C_{ga}\, R_d} \qquad [23]$$

in cui

f_r = frequenza di risonanza in Hz;
S = pendenza del tubo in A/V;
C_{ga} = capacità griglia anodo in F;
R_d = resistenza dinamica del circuito anodico in Ω.

Tralasciamo però questo computo più esatto accontentandoci di una buona approssimazione. Le capacità di accordo sono portate al valore di 50 pF con i compensatori per cui

$$L_3 = 25 \;\mu\text{H}$$

Abbiamo ancora

$$k = \frac{1{,}5}{Q} = 0{,}0222 \text{ ed } M = k\,L = 0{,}55 \;\mu\text{H}$$

Ammettendo ancora per le bobine costituenti T_3 un Q di 150 dobbiamo ridurre questo valore a quello di 67,5 con resistori supplementari. Ma il secondario del trasformatore è già sottoposto ad un carico, quello della corrente di griglia, che corrisponde a metà della resistenza di autopolarizzazione di griglia, e cioè a 50 000 Ω

$$\frac{\omega \cdot L \cdot 150 \cdot 67{,}5}{150 - 67{,}5} = 80\,560\ \Omega$$

Il secondario risulta già caricato con una resistenza di 50 000 Ω e quindi più smorzato di quanto è richiesto. In parallelo al primario sarà invece collegata una resistenza di 86 500 Ω.

Sull'anodo del secondo tubo amplificatore di M.F. abbiamo quindi una resistenza dinamica data da

$$R_d = \omega \, L \, Q = 47\,200 \ \Omega$$

e l'amplificazione ottenuta da griglia a griglia

$$g = \frac{S \cdot 10^{-3} \cdot R_d}{2} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 47\,200}{2} = 47$$

Il trasformatore T_2 dev'essere identico a T_3 poichè si richiede lo stesso sovraccoppiamento fra i circuiti: solo non è caricato sul secondario dalla corrente di griglia ed allora anche in parallelo a questo dobbiamo inserire una resistenza di 86 500 Ω.

L'amplificazione fornita dal primo tubo amplificatore di M.F. è ancora di 47.

I due trasformatori T_2 e T_3 con gli avvolgimenti sovraccoppiati presentano una riduzione nella resa alla frequenza di risonanza di circa — 1,5 db. Il primo circuito oscillatorio, il secondario di T_1, risultando con accoppiamento critico, presenta un massimo unico che con la sua resa produce un livellamento sufficientemente buono della resa totale.

Il primo trasformatore T_1 ha il primario normalmente accordato ad una frequenza differente da quella del secondario, che compie la funzione di filtro del suono dell'amplificatore di M.F. della visione. Tratteremo perciò solo delle caratteristiche a cui deve corrispondere il secondario ritenendo che con la realizzazione dell'accoppiamento critico non se ne abbia alcuna alterazione.

Per ottenere la voluta larghezza di banda occorre che

$$Q_1 = \frac{f_r}{2 \, \Delta f} = \frac{4{,}5 \cdot 10^6}{2 \cdot 50 \cdot 10^3} = 45$$

per cui occorre l'inserzione in parallelo di una resistenza data da

$$\frac{\omega \cdot L \cdot 150 \cdot 45}{150 - 45} = 45\,500 \ \Omega.$$

Effettuando il calcolo in modo da tenere conto della distorsione di frequenza i vari circuiti risultano con un valore dell'induttanza minore di quello adottato nell'esempio svolto e quindi anche minori risultano le relative resistenza dinamica e amplificazione di ogni stadio.

In ogni circuito anodico è previsto un disaccoppiamento ottenuto con un resistore di 1000 Ω ed un condensatore di

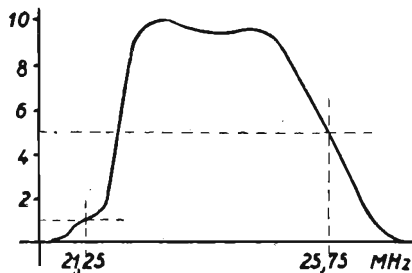



Fig. 68. – Curva di selettività di un ricevitore per televisore col sistema di battimento fra le portanti.

0,1 μF e della stessa capacità sono i condensatori collegati fra griglia schermo e massa di ogni tubo. Da notare che le tensioni di schermo sono ottenute con un adatto partitore singolarmente per ogni tubo.

Al discriminatore fa seguito un'amplificatore di B.F. comprendente due tubi lavoranti in classe *A*, del tutto uguale a quello di un comune radioricevitore: per brevità ne omettiamo completamente la descrizione. È bene far uso di una controreazione nello stadio finale, limitata alle frequenze più alte, per poter compensare l'accentuazione loro impartita al trasmettitore.

Nel sistema a battimento fra portanti (intercarrier) la frequenza centrale del suono è più elevata della portante video di 4,5 MHz: entrambe sono amplificate in A.F. convertite in due M.F. di cui una ad es. di 21,25 MHz modulata in frequenza, per il suono, ed una di 25,75 MHz per il video, modulata in ampiezza: la differenza fra le due frequenze è ancora di 4,5 MHz. Entrambe queste frequenze sono amplificate dai

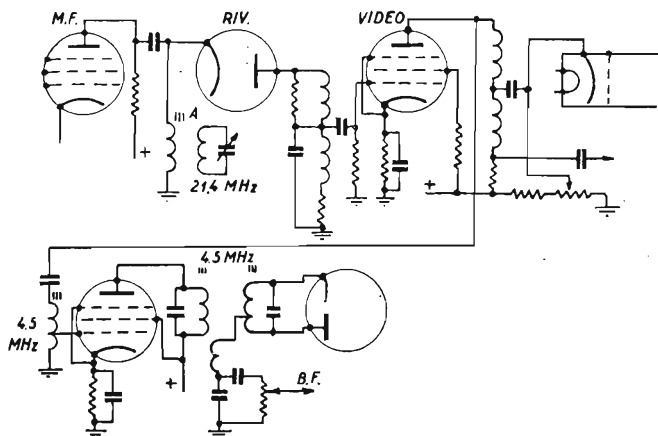



Fig. 69. – Particolari di un ricevitore per televisione col sistema di battimento (intercarrier).

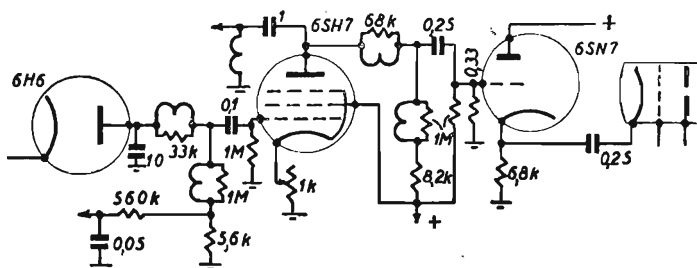



Fig. 70. – Rivelatore ed amplificatore video del televisore Hallicrafters T56.

vari stadi di M.F. e raggiungono il rivelatore che demodula la portante più elevata e applica il video all'amplificatore video. Nello stesso tempo questo rivelatore produce un battimento fra le due frequenze suddette per cui si ha una frequenza risultante di 4,5 MHz, che risulterà modulata in frequenza quando anche la portante fono al trasmettitore sarà modulata.

L'ampiezza del segnale fono è mantenuta bassa, adope-

rando un circuito assorbitore prima del rivelatore, quindi la curva di selettività risulta come quella di fig. 68. Ai due lati della frequenza di 21,25 MHz la curva deve avere un tratto sufficientemente orizzontale per una banda di 200 kHz altrimenti il rivelatore a diodo demodula parzialmente la portante fono, che interferisce quindi con il video nella riproduzione. Il circuito assorbitore *A* (fig. 69) è accordato a una frequenza leggermente più elevata di quella della portante fono.

In fig. 70 è lo schema parziale del rivelatore e dell'amplificatore video di un televisore commerciale che fa uso del sistema dei battimenti fra le portanti.

BIBLIOGRAFIA

BEDFORD: *Il ricevitore di televisione Cossor.* « Journ. Television Soc. ». Marzo 1937.

MARCHAND: *Frequency Modulation.* Murray Hill, New York 1948.

HOWARD FELKER: *Progetto di bobine per MF di televisori.* « Electronics ». Marzo 1949.

AVINS: *Progetto di circuiti assorbitori.* « Electronics ». Gennaio 1950.

MOUNTJOY: *Sistemi di MF per televisione semplificati.* « RCA Review ». Gennaio 1940.

SCHEINER: *Bobine bifilari per M.F.* « Electronics ». Giugno 1950.

STROH: *Il suono con intercarrier semplificato.* « Electronics ». Aprile 1950.

SEELEY: *Dati di progetto per il suono nella televisione con intercarrier.* « Electronics ». Luglio 1948.

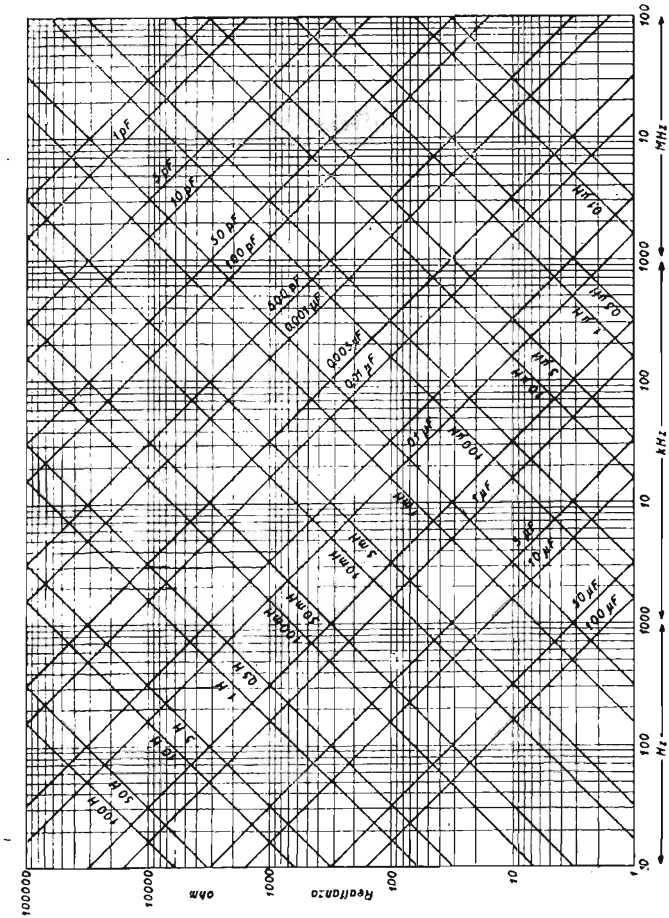
DEUE: *Filtri per interferenze in televisione di basso costo.* « QST ». Maggio 1950.

GILLOUX: *Studio di un ricevitore per il suono per televisione.* « Radio professionnelle ». Novembre 1949.

DONALDSON: *Generatore di segnali a* 19÷28 *MHz per l'allineamento di M.F. per televisione.* « Radio News ». Febbraio 1949.

— *Generatore Oak Ridge mod.* 103 *per televisione.* « Radio Electronics ». Giugno 1950.

LERNER: *Problemi dell'interferenza in televisione.* « Radio Television News ». Luglio 1950.

1 pF
5 pF
10 pF
50 pF
100 pF
500 pF
0,001 μF
0,005 μF
0,01 μF
0,1 μF
1 μF
5 μF
10 μF
50 μF
100 μF
100
10
MHz
1000
100
kHz
10
1000
100
Hz
10
100000
10000
ohm
1000
Reattanza
100
10
1

CAPITOLO VII

IL RIVELATORE

24. Il diodo rivelatore.

Il tipo di rivelatore comunemente adoperato nei televisori è il diodo, con gli adatti mutamenti nei dati dei componenti del circuito rispetto ai normali ricevitori radio, poichè anche il segnale è modulato in ampiezza ed unica differenza è la frequenza massima di modulazione (da 4 500 Hz a 4 MHz).

Nel circuito di fig. 71 *a*), identico a quello di un radioricevitore, la minima capacità inserita in C è quella propria del circuito, cioè la somma delle capacità distribuite. Su di essa è una tensione tanto più vicina a quella di picco, applicata al diodo dal secondario del trasformatore di M.F., quanto più elevato il valore di R. Abbiamo infatti in tali condizioni un rendimento tanto maggiore quanto maggiore è il rapporto fra resistenza di carico R e quella interna del diodo: ad un rapporto di 100 fra tali valori corrisponde un rendimento del 90%, ad uno di 10 quello del 60% circa.

Finchè la costante di tempo del circuito $R\,C$ è sufficientemente ridotta rispetto alla massima frequenza di modulazione la tensione su C segue perfettamente le variazioni dell'ampiezza della portante modulata. Abbiamo quindi sul condensatore una componente alternata la cui massima frequenza è di 4 MHz.

Ritenendo la capacità di C di 10 pF, un valore sufficientemente ridotto, la sua reattanza a 4 MHz è di circa 4000 Ω. In parallelo a C è la resistenza R, il cui valore va scelto in modo da aversi un'impedenza del loro complesso sufficientemente costante a tutte le frequenze. Una tale soluzione

richiede però un valore della resistenza R troppo basso e quindi uno scarso rendimento del raddrizzatore.

Ritenendo $C = 10$ pF ed $R = 10\,000$ Ω abbiamo alla frequenza di 4 MHz

$$Z = \frac{X_c R}{\sqrt{X_c^2 + R^2}} = \frac{4000 \cdot 10\,000}{\sqrt{4000^2 + 10\,000^2}} = 3\,710\ \Omega$$

alle frequenze più basse la reattanza di C aumenta tanto da essere perfettamente trascurabile per cui l'impedenza del

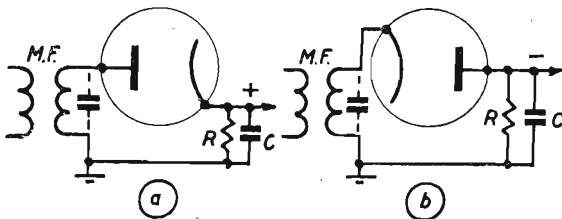



Fig. 71. – Rivelatori a diodo.

circuito è di 10 000 Ω: abbiamo quindi una variazione totale dell'impedenza del circuito del 63%.

Adottando $C = 10$ pF ed $R = 1000$ Ω abbiamo a 4 MHz

$$Z = \frac{4000 \cdot 1000}{\sqrt{4000^2 + 1000^2}} = 970\ \Omega$$

In tale caso la variazione di impedenza risulta solo del 3%.

In pratica il valore della capacità di C raggiunge anche i 25 pF e per R si fa uso di resistori da 1 500 a 5000 Ω.

Dato il basso valore di R occorre adoperare come diodo un tipo speciale con bassa capacità e resistenza interna: il tipo 6AL5 ha una capacità di 3 pF fra anodo e catodo ed il tipo EA50 2,1 pF.

L'uso di valori di R più elevati di quanto sia necessario per assicurare una buona uniformità di resa per tutte le frequenze di modulazione fa si che si abbia una riduzione per le più elevate, cosa non ammissibile quando il tubo catodico

è di dimensioni sufficientemente grandi da poter apprezzare i dettagli ch'esse fornirebbero sull'immagine. D'altra parte ridurre il valore di R oltre un certo limite significa ottenere una tensione agli estremi di C troppo scarsa, anche facendo uso di un adatto tubo come ultimo amplificatore di M.F.

La resistenza presentata dal raddrizzatore al circuito oscillatorio, in parallelo a cui risulta collegato, è data da $R/2\ \eta$ in cui η è il rendimento del diodo. Da tale calcolo si ottiene però un risultato solo approssimativo perchè la capacità C è molto piccola mentre la capacità interna del diodo risulta rilevante, ma il valore di tale carico sul circuito oscillatorio può aver una precisione relativa ed in ogni caso da controllare praticamente.

Dopo il diodo è necessario disporre di un filtro che elimini l'A.F. presente sul segnale video. Nel caso di ricevitori a stadi accordati l'A.F. ha lo stesso valore del segnale in arrivo e le armoniche di questo non hanno importanza in quanto non occorre che siano eliminate, per evitare possibili ritorni all'entrata del televisore e quindi instabilità dell'amplificatore in A.F. Se il televisore è con circuito super, l'A.F. presente sul condensatore C ha la stessa frequenza della M.F. ma vi sono anche le armoniche di essa che possono rientrare nel canale del segnale ricevuto.

Poichè abbiamo un taglio alle frequenze più elevate di modulazione è necessario disporre anche di un circuito che risuoni alla frequenza massima di modulazione in modo da elevare l'uscita relativa.

Da un'esatta valutazione delle parti del filtro seguente il rivelatore si può ottenere la doppia funzione ora detta.

Consideriamo il normale circuito filtro passa basso, largamente adoperato in radiotecnica (fig. 72). In esso il valore delle due induttanze è dato da

$$L_1 = L_2 = \frac{R}{\pi f}$$

e delle capacità da

$$C_2 = 2\ C_1 = 2\ C_3 = \frac{1}{\pi f R}$$

in cui f è la frequenza massima di modulazione, ad es. di 4 MHz, R ha il valore già trovato in precedenza, C_3 è la capacità dell'elettrodo del tubo catodico, a cui è effettuato il collegamento, vedi fig. 13, o di entrata del tubo amplificatore video, se questo è inserito fra diodo e tubo catodico. Rite-

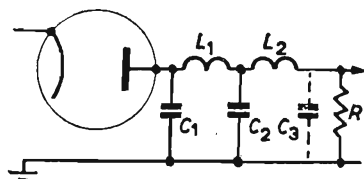



Fig. 72. - Cellule di filtro per A. F.

nendo per C_3 una capacità media di 15 pF e per f una frequenza di 4 MHz abbiamo con $R = 2000\ \Omega$

$$C_1 = C_3 = 15 \text{ pF} \qquad R = 2000\ \Omega$$

$$C_2 = 30 \text{ pF} \qquad L_1 = L_2 = \frac{2000}{3{,}14 \cdot 4} = 165\ \mu\text{H}$$

Le bobine L_1 ed L_2 debbono essere costruite con la minima capacità distribuita, quindi a nido d'ape, possibilmente a sezioni.

Se riteniamo che la capacità distribuita sia ridotta con tali particolari costruttivi solo a 5 pF, le due bobine con tali capacità in parallelo, costituiscono due circuiti oscillatori risuonanti alla frequenza di circa 5,6 MHz: a questa frequenza si ha una grande attenuazione. Poichè questa frequenza è superiore a quella massima di modulazione essa non influisce sulla resa del rivelatore, ma se essa, per ragioni costruttive, dovesse cadere entro la gamma delle frequenze di modulazione produrrebbe un taglio in queste e peggiorerebbe ancor più la riproduzione.

A volte non si fa uso dei valori esatti dell'induttanza ottenuti dal calcolo ma di bobine con valori più ridotti, scelti in modo tale però che, con la capacità distribuita, ognuna realizzi un circuito oscillatorio risuonante alle frequenze che

più interessa eliminare, per evitare ritorni ed inneschi. Queste frequenze di risonanza possono essere la frequenza della M.F., o la frequenza della portante del trasmettitore, o la frequenza del più basso dei canali ricevibili.

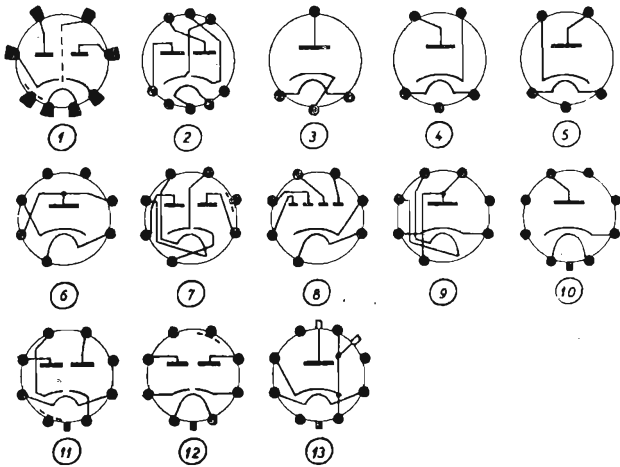
Se la M.F. è di 13 MHz con una capacità distribuita di 5 pF occorrono 30 μH per risuonare a questa frequenza; se la M.F. è di 25 MHz con la stessa capacità occorrono 8 μH; se la capacità è di 3 pF a 45 MHz occorrono 4,2 μH (per questi calcoli si faccia uso del grafico IV). Le due induttanze possono essere anche differenti in modo da ottenere che la prima risuoni ad es. a 13 MHz e la seconda a 45 MHz. Adoperando delle induttanze così piccole va però notato che le tre capacità risultano praticamente in parallelo, quindi il valore di R va calcolato in base a questa capacità totale (se il separatore dei segnali di sincronismo è collegato dopo il rivelatore anche la sua capacità di entrata va sommata in C_3).

Alle frequenze più elevate, data la capacità distribuita delle due bobine, il filtro passa basso funziona come un attenuatore capacitivo il cui schema è lo stesso del filtro suddetto ma con la sostituzione di due capacità in luogo delle due induttanze.

25. Rivelazione e fase del segnale.

Si sono dati come schemi di rivelatori con diodo (fig. 71), due circuiti in cui il diodo risulta collegato con l'anodo o con il catodo al secondario del trasformatore di M.F. Da questi due differenti collegamenti risultano segnali rivelati di fase opposta, cioè sul condensatore C abbiamo una tensione negativa o positiva che diventa più negativa o più positiva coll'aumentare dell'ampiezza del segnale.

Vi sono varie ragioni per cui si adotta un circuito o un altro e cioè anzitutto il senso di modulazione della portante positiva per i sistemi europei, negativa per quello americano.

Poi l'eventuale introduzione di uno o più stadi amplificatori fra rivelatore e tubo catodico. Inoltre il segnale rivelato ed eventualmente amplificato può essere inviato sia sulla griglia che sul catodo del tubo catodico, come già indicato in

V.

Caratteristiche di diodi rivelatori

Tipo	Denominazione	Collegam. zoccolo	Filamento		Anodo			Capacità ak pF	Frequenza MHz	Note
			V	A	V eff.	Tens. inv. V cresta	mA per anodo			
1A3	Diodo	6	1,4	0,15	120	365	0,6	0,4	1000	1
1R4	»	10	1,4	0,15	130	365	1	0,36	—	
6AL5	2 diodo	7	6,3	0,3	150	460	10	3	700	
6AN6	4 diodo	8	6,3	0,2	75	210	6,3	—	—	
6H6	2 diodo	11	6,3	0,3	150	465	8,8	3-3,5	—	
7A6	»	12	7	0,16	150	465	10	2-2,6	—	
7C4	Diodo	10	6,3	0,15	—	420	8,8	0,85	900	2
12H6	6H6	11	—	—	—	—	—	—	—	
380A	Diodo	—	6,3	0,15	200	500	5	1,1	—	
381A	»	—	6,3	0,15	200	500	5	1,4	—	
559	»	13	6,3	0,75	—	—	30	2,65	—	
704A	»	—	4,5	0,48	—	—	10	0,7	—	3
1203A	7C4	10	—	—	—	—	—	—	—	
1294	1R4	10	—	—	—	—	—	—	—	
9004	Diodo	4	6,3	0,15	130	365	5	1,3	850	
9005	»	5	6,3	0,16	130	365	1	—	1500	
9006	»	9	6,3	0,15	—	825	5,5	1,4	700	
EA50	»	3	6,3	0,15	200	—	5	2,1	—	
EB4	2 diodo	1	6,3	0,2	200	—	0,8	1,2	—	
EB11	»	2	6,3	0,2	200	—	0,8	3,3-1	—	
VR78	Diodo	—	4	0,2	500	—	—	1,35	—	4
VR92		—	6,3	0,15	500	—	—	1,35	—	4

1. Capacità dell'anodo con tutti gli altri elettrodi 1,6 pF.
2. Capacità dell'anodo con tutti gli altri elettrodi 2,2 pF.
3. Catodo collegato al filamento.
4. Subminiatura, fili stagnati corti.

fig. 13. Ma qualunque possa essere la combinazione dei casi su accennati occorre che il segnale video applicato al tubo catodico risulti rispetto alla griglia un segnale positivo.

Nei radioricevitori non occorre considerare la fase del segnale applicato all'altoparlante in quanto anche invertendo i collegamenti alla bobina mobile la riproduzione risulta esat-

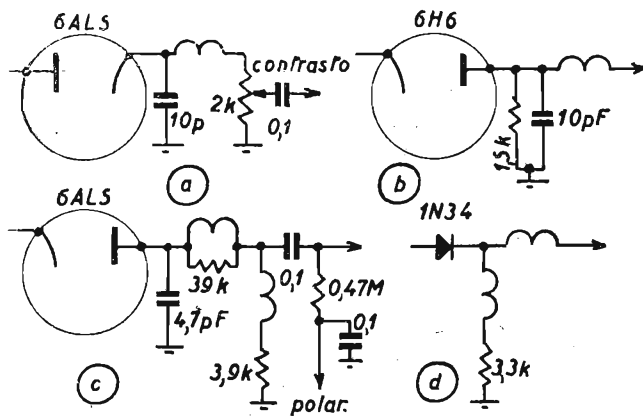



Fig. 73. – Rivelatori di televisori commerciali.

tamente la stessa: l'orecchio non può apprezzare la variazione di fase di un suono rispetto all'originale.

Nei televisori occorre tener conto della polarità del segnale applicato al tubo catodico perchè invertendo questa da un'immagine positiva si passa ad una negativa o viceversa. Per immagine positiva si intende una riproduzione come l'originale, cioè con i punti di maggior brillantezza corrispondenti ai punti più luminosi della scena ed i punti più oscuri a quelli meno luminosi. Per immagine negativa si intende quella a cui sul tubo catodico i punti più oscuri dell'immagine corrispondono a quelli più luminosi della scena, come in una negativa fotografica. Da un'immagine negativa non siamo abituati a percepire i dettagli della scena allo stesso modo che da una negativa fotografica non sappiamo riconoscere cose e persone se non dopo aver stampato una positiva.

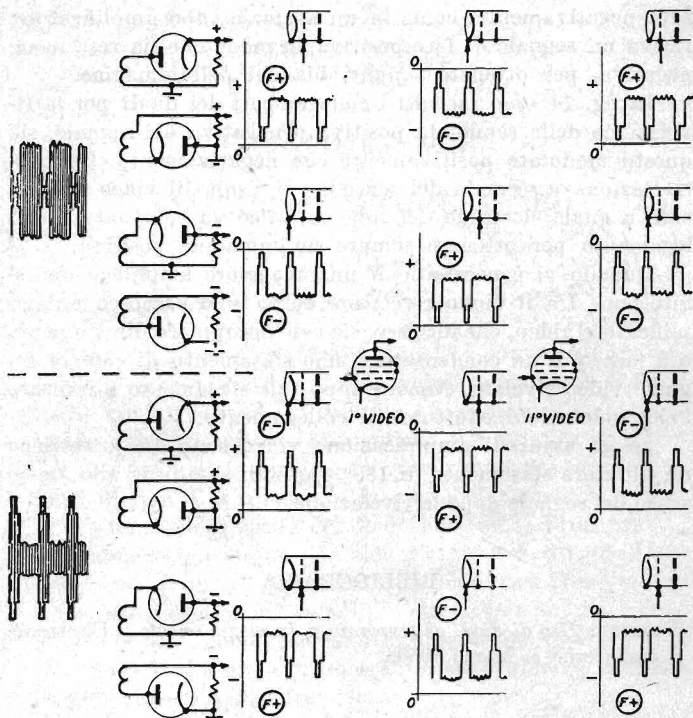



Fig. 74. – Rivelazione e fase del segnale video.

Riesaminando la fig. 11 abbiamo per la portante con il sistema europeo di modulazione positiva che i picchi di modulazione corrispondono alle zone bianche della scena mentre se l'ampiezza della portante scende al 30% si hanno le zone nere dell'immagine. Per la portante modulata col sistema americano, negativamente, i picchi di modulazione corrispondono fino all'80% alle zone nere mentre quando la portante si riduce quasi a zero si hanno i punti bianchi dell'immagine.

Il segnale ricevuto ed amplificato dal televisore e rivelato è applicato al tubo catodico: per ottenere un'immagine positiva, come l'originale, occorre che la griglia ch'è polariz-

zata negativamente, come in un normale tubo amplificatore, riceva un segnale di fase positiva, in modo che sia resa meno negativa, per ottenere i punti bianchi dell'immagine.

In fig. 74 sono raccolti i collegamenti dei diodi per la rivelazione della semionda positiva o negativa del segnale, sia questo modulato positivamente che negativamente. Dopo la rivelazione, a seconda del senso in cui risulta il video, è indicato a quale elettrodo del tubo catodico va effettuato il collegamento per ottenere sempre un'immagine positiva.

Quando vi è necessità di una maggiore amplificazione si interpone fra il diodo rivelatore ed il tubo catodico un'amplificatore video, che fornisce, sia esso accoppiato direttamente o a mezzo di un condensatore, uno sfasamento di 180° al segnale video rivelato. Ancora dopo tale sfasamento è indicato l'elettrodo a cui effettuare il collegamento.

Se gli stadi di amplificazione video sono due si ottiene un ulteriore sfasamento di 180° e quindi si ritorna allo stesso senso del segnale dopo la rivelazione.

BIBLIOGRAFIA

SWEENEY: *Uso di diodi al germanio a frequenze elevate.* « Electronic engineering ». Marzo 1950.

CAPITOLO VIII

L'AMPLIFICATORE VIDEO

26. Amplificatore video.

Dopo il diodo rivelatore il segnale è composto sia dai segnali di sincronismo che dalla modulazione video della portante: come vedremo nel capitolo IX i segnali di sincronismo vanno separati ed abbiamo quindi per ora da considerare solo i segnali di estinzione del fascio catodico, durante i ritorni di riga e di quadro, e la modulazione video.

La tensione di uscita del diodo può essere di un valore che normalmente è compreso da alcuni centesimi di volt ad alcuni volt: essa è quindi insufficiente a modulare completamente il fascetto catodico del tubo in modo da passare dal bianco al nero. Per tale scopo occorrono alcune diecine di volt e quindi fra diodo rivelatore e tubo è interposto almeno uno stadio amplificatore a video frequenza.

Un amplificatore video deve avere una resa perfettamente lineare per tutta la banda di frequenze che occorre amplificare per ottenere una perfetta riproduzione dell'immagine, normalmente 30 Hz a 4 MHz, ed un costante ritardo di tempo.

In generale queste due condizioni sono difficili da realizzare e si giunge ad un compromesso per cui entrambi si avvicinano sufficientemente al valore ottimo.

Negli amplificatori di M.F. visione si ha una maggiore variazione nel ritardo di tempo nella trasmissione delle frequenze alte rispetto alle basse di quanto se ne realizzi in un amplificatore video, dato il differente numero di stadi.

Se l'amplificazione è costante per tutta la gamma di frequenze di modulazione ed il ritardo di tempo varia con la frequenza, tutte le alte frequenze risultano riprodotte con la

loro esatta ampiezza relativa ma la posizione dei vari elementi dell'immagine non risulta corretta, per il differente tempo richiesto per il passaggio delle varie frequenze attraverso all'amplificatore. Occorre che il ritardo di tempo sia contenuto entro un limite di variazione accettabile, e cioè secondo alcuni entro 0,1 μsec. Le formule che sono esposte

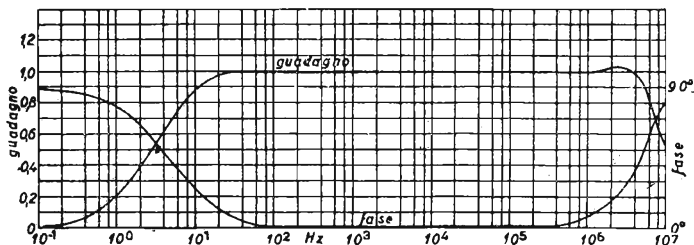



Fig. 75. – Resa di un amplificatore video, collegato secondo lo schema di fig. 82, e differenza di fase.

in questo capitolo tengono conto di questa necessità ed assicurano un buon risultato.

In fig. 75 è la curva di resa di un amplificatore video, montato secondo lo schema di fig. 82 ma con carico anodico composto da R_c ed L_d, e la differenza di fase alle varie frequenze.

Gli amplificatori video fanno sempre uso di pentodi accoppiati a resistenza capacità: un tale tipo di accoppiamento fornisce una resa perfettamente lineare per la gamma di frequenze acustiche, ad es. da 100 a 10 000 Hz ma la gamma di frequenze video è molto più estesa e quindi abbiamo una notevole riduzione nella resa, sia per le frequenze più basse che per quelle più alte.

Riducendo il valore della resistenza di carico è facile notare dalla fig. 76 come si ottenga un allargamento della banda di frequenze amplificate ugualmente, ma per ottenere la banda suddetta occorre un carico così ridotto da rendere inaccettabile il guadagno fornito da uno stadio, guadagno dato, secondo la formula [8], dal prodotto della pendenza per la resistenza di carico.

Studiamo allora le condizioni che portano al taglio dell'amplificazione alle alte ed alle basse frequenze e vediamo con quali mezzi si può coprire tutta la gamma voluta senza dover ridurre eccessivamente il guadagno di ogni stadio.

Consideriamo lo stadio amplificatore di fig. 77 accoppiato

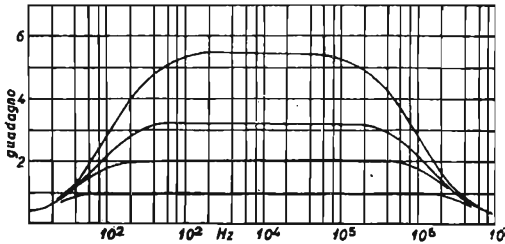



Fig. 76. – Aumento della banda uniformemente amplificata col diminuire della resistenza di carico anodico.

a resistenza capacità con lo stadio successivo o con il tubo catodico.

Quando si applica una tensione variabile alla griglia del tubo amplificatore otteniamo sull'anodo una tensione variabile che possiamo ritenere costituita dalla tensione continua e da una componente alternata ad essa sovrapposta: questa tensione alternata è applicata a mezzo del condensatore C_g alla griglia del tubo successivo. Se la frequenza di questa tensione è molto elevata essa farà scorrere una corrente anche attraverso alla capacità C_t costituita dalla somma delle capacità distribuite del circuito. Quanto maggiore è la frequenza tanto maggiore è questa corrente e quindi minore la tensione applicata alla griglia dello stadio successivo.

In tali condizioni la formula [8] che ci dà l'amplificazione dello stadio diventa

$$G = \frac{S\,R_c}{\sqrt{1 + (2\,\pi\,f\,C_t\,R_c)^2}} \qquad [24]$$

perchè il carico anodico è costituito ora da un'impedenza composta dalla resistenza R_c e dalla capacità C_t (fig. 77 *b*).

Quanto più riduciamo la capacità C_t, riducendo le capacità interelettrodiche dei tubi e quella distribuita della filatura, tanto più elevato risulta il guadagno.

La riduzione di amplificazione che si ottiene per le frequenze più basse è data da tre cause differenti.

La tensione alternata presente è applicata a mezzo del condensatore C_g alla griglia del tubo successivo. Quando la frequenza di questa tensione è sufficientemente alta la capacità presenta una reattanza trascurabile e tutta la tensione è applicata fra griglia e massa. Quanto più la frequenza diminuisce tanto più questa reattanza aumenta e per le basse frequenze possiamo considerare che la tensione alternata anodica è applicata ad un condensatore C_g ed una resistenza R_g collegati in serie e funzionanti da partitore di tensione (fig. 77 *c*), in modo che alla griglia è applicata una tensione tanto più piccola rispetto quella anodica quanto più si riduce la frequenza.

Logica conseguenza di questo stato di cose è di aumentare la capacità di C_g e la resistenza R_g, ma ciò può essere fatto fino ad un certo punto perchè occorre tener presente che l'amplificatore deve fornire un'amplificazione costante fino ad una frequenza di 4 MHz e che un condensatore troppo grande ha anche una capacità molto elevata rispetto alla massa. La resistenza di griglia non può essere aumentata oltre un certo valore perchè si trova collegata ad un tubo di potenza.

La seconda causa di riduzione dell'amplificazione alle frequenze più basse è la variazione della tensione di autopolarizzazione durante l'applicazione di un'onda di frequenza molto bassa fra griglia e catodo. La corrente anodica varia, corrispondentemente ad essa, e, per quanto la capacità di C_k sia elevata, la tensione ai suoi estremi (corrispondente al valore della corrente anodica media moltiplicato per il valore di R_k) non si mantiene costante, per cui si ha una parziale controreazione.

Soluzione è l'aumento di C_k ad un valore anche di 100 μF, ma si può abolire il gruppo di autopolarizzazione catodica ed applicare una tensione negativa adatta alla resistenza di fuga di griglia.

Alle frequenze molto basse la tensione di schermo non si mantiene costante data la capacità limitata di C_s, ed a questa

variazione corrispondono variazioni nella pendenza del tubo. Come soluzione si adopera una capacità molto elevata di livellamento.

Le considerazioni fatte in merito alle frequenze basse valgono in quanto riteniamo che la tensione anodica di alimentazione si mantenga perfettamente costante, e cioè che il

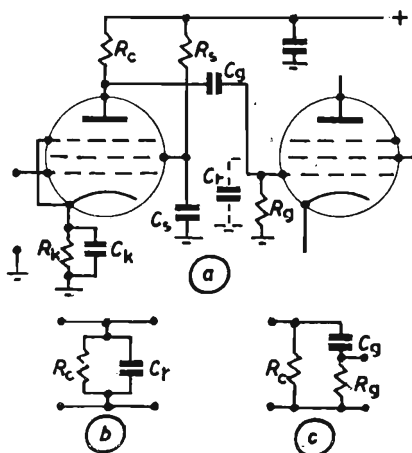



Fig. 77. – Accoppiamento a resistenza capacità.

condensatore elettrolitico posto fra positivo e massa sia di capacità sufficiente ad assicurare una tale condizione, cioè dev'essere anche maggiore di 50 μF. La sua piccola reattanza alle frequenze più basse fa sì che la tensione alternata anodica misurata tra anodo e positivo sia perfettamente uguale a quella fra anodo e massa, cioè agli estremi dell'elettrolitico non si trova nessuna componente alternata.

27. Compensazione degli amplificatori video.

Alle frequenze elevate si comincia ad avere il taglio nella resa quando la reattanza della capacità distribuita totale comincia a diventare di valore paragonabile alla resistenza di

carico anodico. Si ha la riduzione della resa al 70% (— 3 db) quando entrambi acquistano lo stesso valore

$$R_c = \frac{1}{\omega\, C_t}$$

Tutte le considerazioni che faremo in seguito sarà bene riferirle per una maggiore chiarezza al circuito di fig. 78, equivalente al circuito di fig. 77, poichè in questo si adopera un pentodo come tubo amplificatore. Questo è considerato come un generatore che fa scorrere nel circuito equivalente una corrente $I = S\, V$, data cioè dal prodotto della pendenza per la tensione applicata alla griglia. Sia la resistenza interna del tubo R_a che quella di carico anodico R_c e quella di griglia R_g risultano in parallelo. Poichè R_c è sempre piccolo rispetto ad R_a, ed anche R_g, il guadagno realizzato nella tensione V dalla griglia all'anodo è dato da $S\, R_c$, perchè la tensione fra i due estremi del circuito è data dal prodotto della corrente I, che scorre quasi totalmente in R_c, per il valore di questa resistenza. Quanto più elevato è R_c tanto più elevata la tensione applicata ad R_g e quindi risultante fra griglia e massa del tubo successivo.

Quando la frequenza della tensione V è elevata troviamo anche in parallelo al circuito la capacità C_t, in cui circola una corrente trascurabile finchè la sua reattanza è elevata rispetto a R_c, è cioè dello stesso ordine di R_a. Man mano questa reattanza diminuisce con l'aumentare della frequenza e quando giunge ad avere lo stesso valore di R_c abbiamo agli estremi del circuito una tensione uguale a 0,7 quella presente a frequenze più basse. Non si ha riduzione a metà perchè nel condensatore corrente e tensione non sono in fase abbiamo quindi un parallelo dato da

$$\frac{R_c\, X_c}{\sqrt{R_c^2 + X_c^2}} = \frac{1000 \cdot 1000}{\sqrt{1000^2 + 1000^2}} = \frac{1}{1{,}41} = 0{,}707$$

immaginando che i valori di R_c e di X_c siano di 1000 ad una determinata frequenza. Per compensare la riduzione della tensione alle frequenze alte, dovuta alla capacità C_t, pos-

siamo ridurre questa adoperando principalmente tubi con bassa capacità interelettrodica e curando la realizzazione della filatura. Ma oltre a ciò abbiamo un'altra possibilità e cioè quella della neutralizzazione dell'influenza della capacità stessa rendendola parte di un circuito oscillatorio. Colleghiamo quindi in serie alla resistenza R_c un'induttanza L_d (fig. 78 *b*):

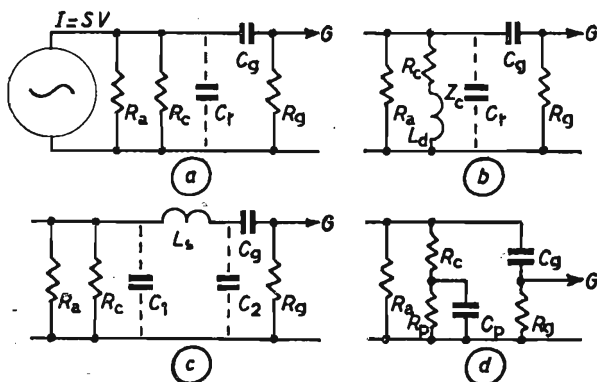



Fig. 78. – Circuiti equivalenti e compensazioni.

abbiamo che il carico anodico ora dato da Z_c, aumenta con la frequenza e quindi la tensione sul circuito si mantiene più costante malgrado C_t. Ad una frequenza avremo un picco di tensione perchè L_d e C_t risuonano ad essa, ma vogliamo una tensione sempre costante su R_g quindi L_d va scelto praticamente di valore tale da risuonare con C_t ad una frequenza maggiore della massima f che ci interessa amplificare uniformemente, si prende cioè

$$2 \pi f L_d = \frac{R_c}{2}$$

$$L_d = \frac{R_c}{4 \pi f} \qquad [25]$$

In questo modo la frequenza di risonanza del circuito risulta $\sqrt{2} f$.

Per ottenere una resa più uniforme sino alla frequenza f si è proposto di ridurre ulteriormente R_c di un 15% ed L di un 20 a 40%, naturalmente con riduzione del guadagno del 15%.

Se nel circuito risultante da quando detto (fig. 79) abbiamo

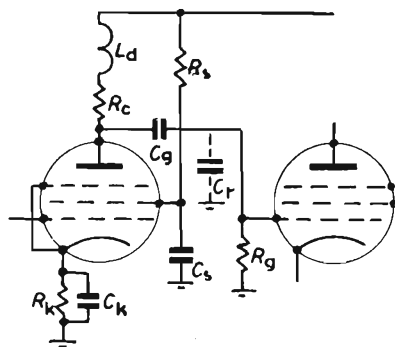



Fig. 79. – Accoppiamento a resistenza capacità con compensazione in derivazione.

una capacità C_t di 25 pF e la larghezza di banda che ci interessa amplificare è di 4 MHz si ha

$$R_c = \frac{1}{2\,\pi\,f\,C_t} = \frac{10^{12}}{6{,}28 \cdot 4 \cdot 10^6 \cdot 25} = 1590\ \Omega$$

$$L_d = \frac{1590}{12{,}56 \cdot 4 \cdot 10^6} = 31{,}6\ \mu\text{H}$$

La capacità totale C_t è costituita in parte dalla capacità relativa al primo tubo amplificatore e filatura ed in parte da quelle del secondo. Per la compensazione delle frequenze elevate possiamo far uso del circuito di fig. 80 in cui un'induttanza in serie è introdotta nel circuito (fig. 78 *c*) in modo da ottenere la suddivisione delle capacità costituenti C_t. I migliori risultati si ottengono quando risulta $C_2 = 2\,C_1$, cosa che può essere ottenuta aggiungendo capacità in parallelo ad un estremo di L_s (è preferibile evitare tale soluzione, perchè

occorre tenere presente che il guadagno è inversamente proporzionale alla capacità distribuita del circuito).

È bene però considerare due possibilità di correggere il rapporto fra le capacità esistenti ai due lati di L_s, e cioè C_g può essere montato sia da un lato che dall'altro di L_s ed R_c; se $C_1 = 2\ C_2$, va collegato dopo L_s.

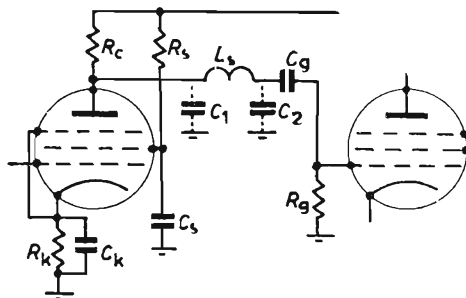



Fig. 80. – Accoppiamento a resistenza e capacità con compensazione in serie.

Il valore di L_s va calcolato in modo da far risuonare questa induttanza con il condensatore C_1 ad una frequenza maggiore di quella massima da amplificare f, come nel caso precedente, abbiamo quindi

$$L_s = \frac{1}{2\ (2\ \pi\ f)^2\ C_1} \qquad [26]$$

e per la resistenza di carico si ha

$$R_c = \frac{1}{4\ \pi\ f\ C_1} \qquad [27]$$

Con questo circuito si ottiene un guadagno maggiore del 50% di quello relativo al circuito con compensazione in derivazione (fig. 79) con le stesse capacità e larghezza di banda.

Si può infine ricorrere al circuito di fig. 81, derivante dai due suddetti, con cui si ottengono i migliori risultati e cioè aumento del guadagno dell'80% rispetto a quello di fig. 79,

costante di tempo uniforme come per la compensazione in serie. Occorre sempre realizzare un rapporto di 2 fra C_2 e C_1 ed i valori del carico e delle induttanze vanno calcolati con le seguenti formule

$$R_c = \frac{1,8}{2 \pi f (C_1 + C_2)} \qquad [28]$$

$$L_d = 0,12 (C_1 + C_2) R_c^2 \qquad [29]$$

$$L_s = 0,52 (C_1 + C_3) R_c^2 \qquad [30]$$

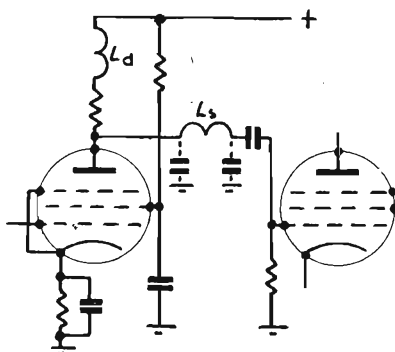



Fig. 81. – Accoppiamento a resistenza capacità con compensazione in derivazione ed in serie.

Per una più facile compensazione di un amplificatore video per le basse frequenze senza dover ricorrere a capacità di valore troppo elevato, si adotta lo schema di fig. 82 in cui sono state aggiunte due parti rispetto allo schema 77, la resistenza R_p e la capacità C_p, che a prima vista possono sembrare un semplice circuito di filtro (per quanto in parte essi esplichino anche questa funzione).

Alle frequenze medie il carico anodico è costituito dalla resistenza R_c. Il condensatore C_p ha una capacità elevata ma non tanto quanto l'elettrolitico fra positivo e massa, e a queste frequenze la sua reattanza è trascurabile e fra il punto *a* e massa non troviamo durante il funzionamento dell'amplificatore nessuna tensione alternata. Quanto più diminuiamo

la frequenza della tensione applicata fra griglia e massa del tubo tanto più la reattanza di C_p aumenta e troviamo una tensione sempre più elevata fra *a* e massa, tensione prodotta dalle variazioni di corrente anodica nella resistenza R_p: alle frequenze basse il carico anodico è dovuto al complesso R_c, R_p e C_p e non solo a R_c. La tensione presente fra *a* e massa si somma a quella sull'anodo del tubo. Alle stesse frequenze per la reattanza di C_g si ha una riduzione progressiva della tensione applicata alla griglia del secondo tubo man mano

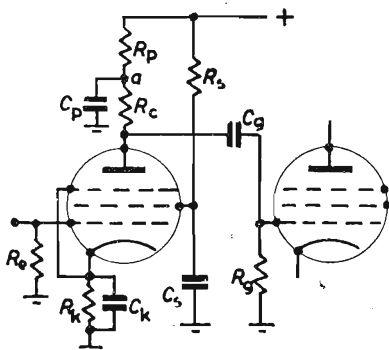



Fig. 82. – Accoppiamento a resistenza capacità con compensazione per le frequenze basse.

che diminuiamo la frequenza. Da questi due effetti contemporanei, aumento del carico anodico e quindi aumento dell'amplificazione ed aumento della reattanza di C_g e quindi riduzione della tensione applicata sulla griglia del secondo tubo, risulta una tensione su questa molto più costante.

Si è trovato che quando la costante di tempo (il prodotto della capacità C in μF e della resistenza R in ohm, espresso in microsecondi) del circuito $R_p\, C_p$ è uguale o maggiore di quella del circuito $R_g\, C_g$ si ottiene una resa lineare anche alle frequenze più basse. Con una costante di tempo di 0,020 sec (20 000 μs) si ottiene un'ottima riproduzione delle frequenze basse da 30 Hz in su (attenuazione di 1 db a 30 Hz)

se quindi scegliamo come valore di C_g una capacità di 0,05 μF abbiamo

$$R_g = \frac{20\ 000}{0{,}05} = 400\ 000\ \Omega$$

Il valore di R_p non può essere molto elevato, anzitutto per ottenere una resa lineare alle alte frequenze, particolare che se da un lato riduce il guadagno dall'altro permette di ottenere sull'anodo una tensione molto elevata e quindi una più elevata pendenza.

Scegliendo per C_p una capacità di 10 μF abbiamo

$$R_p = \frac{20\ 000}{10} = 2000\ \Omega$$

Sovente si preferisce aumentare il valore di R_p anche sino ad ottenere

$$R_p > \frac{10}{2\ \pi\ f\ C_p}$$

cioè lo si sceglie di valore tale da risultare almeno dieci volte il valore della reattanza di C_p a 30 Hz. Nell'esempio in esame abbiamo

$$R_p > \frac{10}{6{,}28 \cdot 30 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} > 5\ 300\ \Omega$$

Allo stesso modo si deve calcolare la capacità C_k, cioè si deve almeno avere

$$C_k\ R_k = C_g\ R_g$$

Il valore R_k è fissato dalla polarizzazione che si deve ottenere e quindi occorre aumentare il valore di C_k di quanto occorre per il risultato suddetto.

L'uso del gruppo di autopolarizzazione ha dei vantaggi sulla polarizzazione fissa e su quella ottenuta con un partitore sull'A.T.: esso permette l'uso di una resistenza di fuga di griglia R_c di valore maggiore; non richiede un notevole consumo di corrente come per un partitore sull'A.T.

$$C_k = \frac{20\ 000}{200} = 100\ \mu\text{F}$$

Per il circuito R_s C_s della griglia schermo occorre notare quanto segue. La griglia schermo necessita di una tensione che le è data a mezzo della resistenza R_s, il cui valore è dovuto alla caduta di tensione che si deve realizzare divisa per la corrente della griglia schermo. Questa possiede una resi-

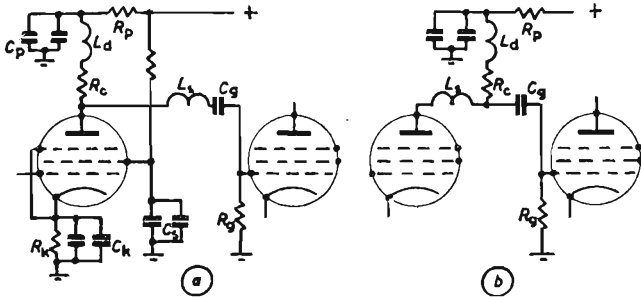



Fig. 83. – Amplificatori video compensati.

stenza propria differenziale, che come quella anodica è data da

$$R_{gs} = \frac{\Delta V_s}{\Delta I_s}$$

calcolato dalle curve del tubo adoperato effettuando le misure relative si ottiene un valore di R_{gs} che moltiplicato per C_s deve fornire una costante di tempo almeno quattro volte maggiore di quella di $C_g R_g$. Poichè R_{gs} ha un valore fisso dobbiamo portare C_s ad un valore tale da soddisfare la richiesta suddetta. In molti televisori si fa uso di partitori per l'A.T. per semplificare anche questa condizione.

Possiamo ora considerare lo schema completo di un amplificatore video compensato (fig. 83 *a*) che può anche assumere la disposizione di *b*), quando il rapporto per le due capacità distribuite è invertito. In parallelo ai condensatori C_p, C_s e C_k sono collegati dei condensatori a mica da 5000 a 10 000 pF per assicurare un buon funzionamento delle capacità anche alle frequenze più elevate.

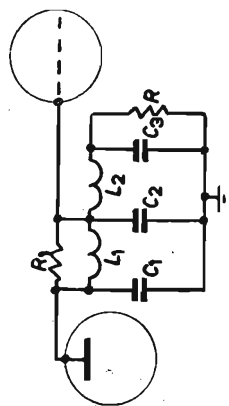
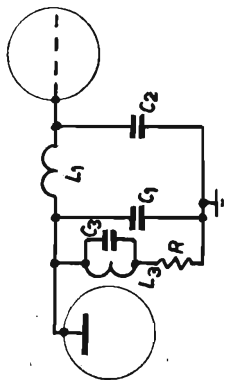
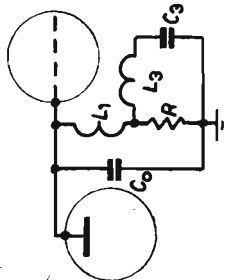



Fig. 84. – Sistemi di compensazione.

28. La componente continua.

In radiotecnica lo studio del funzionamento di un raddrizzatore porta alla conoscenza della componente continua e di quella alternata. Sul primo condensatore del filtro di un alimentatore, con tubo raddrizzatore biplacca, abbiamo una tensione continua, il cui valore dipende dalla tensione di cresta applicata agli anodi, dalla resistenza interna del

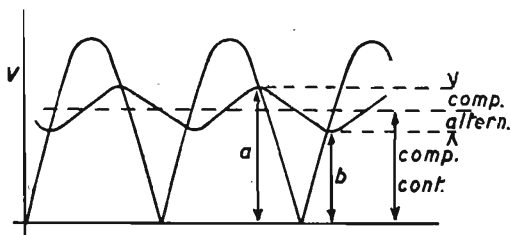



Fig. 85. – Funzionamento di un raddrizzatore biplacca.

raddrizzatore, dalla capacità del condensatore e dal carico imposto. Questa tensione è misurata con un voltmetro in continua e corrisponde al valore tratteggiato in fig. 85: la sua ampiezza corrisponde circa alla media delle due ampiezze *a* e *b*, cioè la tensione effettivamente presente sul condensatore è fluttuante da uno all'altro valore ma la tensione letta dal voltmetro, per inerzia del suo equipaggio, è la media di questi due valori. Si dice che alla tensione continua letta è sovrapposta una componente alternata, la cui ampiezza è la metà della differenza esistente fra le ampiezze *a* e *b*. Questa componente alternata è praticamente esistente in quanto abbiamo una corrente nel primo condensatore del filtro, che produce un ulteriore carico sul raddrizzatore. Se ad un voltmetro in alternata colleghiamo un condensatore in serie ad un morsetto e poi misuriamo la tensione esistente agli estremi del primo condensatore di filtro esso ci misura solo l'ampiezza di questa componente alternata, ma non ci fornisce alcuna indicazione della presenza o ampiezza della componente continua.

La componente alternata è quindi una tensione alternata che sovrapposta a quella continua, indicata dal voltmetro, ne fa aumentare il valore con le sue semionde positive e diminuire con quelle negative.

In fig. 11 *b*) abbiamo la portante, con modulazione positiva, rivelata: al fondo dei segnali di sincronismo corrisponde una tensione zero o molto piccola.

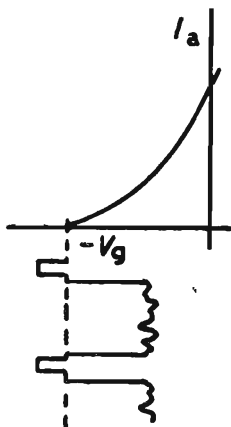



Fig. 86. – Fase ed ampiezze relative del segnale video sulla griglia del tubo catodico.

Abbiamo poi una tensione detta livello del nero, tensione che come si vede è costante per tutte le righe; infatti ad essa corrisponde l'ampiezza dei segnali di sincronizzazione. Oltre questa tensione costante del segnale si ha la modulazione visione della portante.

In fig. 11 sono indicate anche delle polarità rispetto al livello del nero, polarità indicate per avere un riferimento rispetto ad esso ma la rivelazione di una delle due portanti ci dà effettivamente o una tensione positiva o una tensione negativa (a seconda del collegamento del diodo), di ampiezza variabile col variare della somma dei segnali di sincronismo e della modulazione.

Comunque sia modulata la portante o in qualunque modo effettuiamo il collegamento con il tubo catodico dobbiamo ottenere il risultato di fig. 86 in cui è rappresentata la caratteristica mutua di un tubo catodico, alla cui griglia è applicato il segnale rivelato: i segnali di sincronismo rendono negativa la griglia oltre l'interdizione, e quindi impediscono di vedere i ritorni di riga e di quadro del fascetto catodico, mentre la modulazione rende la griglia sempre meno negativa, sino a raggiungere quasi la polarizzazione *O* per ottenere i punti bianchi dell'immagine.

Vediamo quindi che il livello del nero dell'immagine deve corrispondere alla polarizzazione di interdizione del tubo, in

modo da ottenere gli spegnimenti dei ritorni ed il nero nei punti neri.

Se spostiamo la polarizzazione dall'interdizione verso lo zero il livello del nero non corrisponderà al nero dell'immagine, ma ad un grigio più o meno scuro ma i ritorni del fascetto non riappaiono sullo schermo sempre che il segnale di sincronismo riesca a portare la griglia oltre l'interdizione.

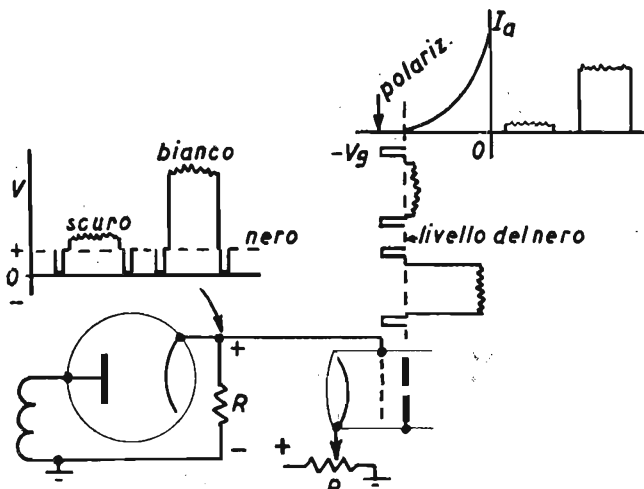



Fig. 87. – Accoppiamento diretto fra diodo rivelatore e tubo catodico, per modulazione positiva della portante.

Se al diodo applichiamo un segnale sufficiente ad ottenere completamente la modulazione del fascetto catodico dopo la rivelazione possiamo effettuare l'accoppiamento diretto di fig. 87. Il segnale rivelato appare sulla griglia del tubo catodico come una tensione positiva pulsante. Il catodo del tubo catodico è polarizzato positivamente in modo che senza segnale la griglia risulta portata ad un valore oltre l'interdizione e lo schermo appare scuro.

I segnali di sincronismo con la loro ampiezza costante determinano una tensione che va fatta corrispondere, con una adatta regolazione del potenziometro *P*, all'interdizione del

tubo catodico. Le tensioni corrispondenti alla modulazione delle righe produrranno un'ulteriore riduzione della polarizzazione di griglia.

In fig. 87 è illustrato il caso di rivelazione di un segnale di televisione con modulazione positiva; se questa è negativa il collegamento del diodo è quello di fig. 88. Con il potenzio-

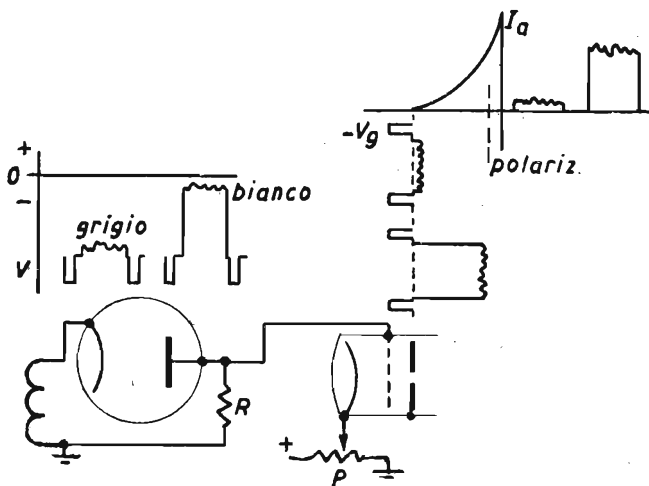



Fig. 88. – Accoppiamento diretto fra diodo rivelatore e tubo catodico, per modulazione negativa della portante.

metro *P* si dà al tubo una piccola polarizzazione perchè la portante ha i segnali di sincronismo verso la massima ampiezza, quindi essa fornisce con essi un'elevata tensione negativa che va corretta di quel tanto necessario a far coincidere il livello del nero con l'interdizione del tubo.

Se manca la trasmissione sulla griglia del tubo si ha solo la scarsa polarizzazione di correzione data da *P* e lo schermo appare troppo luminoso. Per l'esatta regolazione occorre manovrare contemporaneamente i due controlli di contrasto e luminosità: col primo si deve dare al segnale l'ampiezza esatta per essere compreso fra interdizione e tensione leggermente negativa di griglia mentre col secondo, costituito dal poten-

ziometro P, si fa coincidere il livello del nero con l'interdizione.

Nei due schemi precedenti si è considerato il caso di due righe, una quasi completamente bianca ed una grigio scuro per rendersi conto del funzionamento dei circuiti. Ai lati di ogni riga sono indicati due segnali di sincronismo, uno relativo alla riga, l'altro a quella precedente. Inseriamo ora un

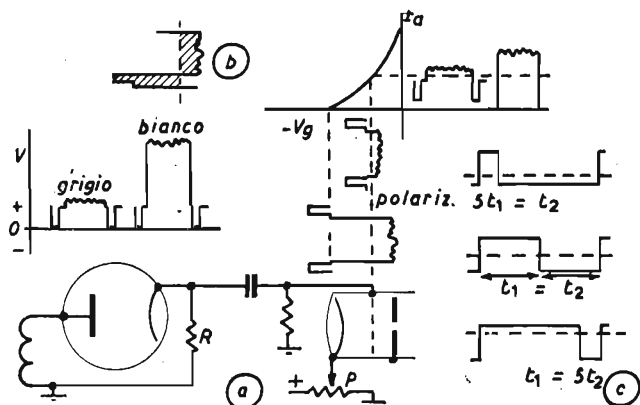



Fig. 89. – Accoppiamento a resistenza capacità fra diodo rivelatore e tubo catodico.

condensatore di accoppiamento fra il diodo e la griglia del tubo catodico (fig. 89): perdiamo in tal modo la componente continua del segnale, cioè non abbiamo più una tensione positiva di valore variabile ma una tensione alternata di forma particolare, il cui valore zero è ora rappresentato dalla polarizzazione che impartiamo al tubo catodico e le cui semionde positive e negative avranno ampiezze che si aggiusteranno automaticamente in modo particolare. L'energia delle semionde positive deve equivalere a quella delle semionde negative ed esse assumono ampiezze a cui corrispondono aree uguali, quelle tratteggiate di fig. 89 *b*).

Poichè la riga bianca ha un'ampiezza di segnale tale da portare il livello del nero a coincidere con l'interdizione essa sarà riprodotta perfettamente come contrasto e il ritorno di riga sarà spento perchè i segnali di sincronismo risultano

oltre l'interdizione. Per la riga grigia non abbiamo affatto tali condizioni: essa appare molto più luminosa di quanto deve essere ed il nero è grigio ed i segnali di sincronismo, non essendo sufficientemente ampi da raggiungere almeno l'interdizione, non potranno spegnere i ritorni di riga. Con un tale accoppiamento fra i due tubi otteniamo quindi un'immagine distorta.

Non si può neppure regolare la polarizzazione in modo che non compaiano i ritorni per le righe grigie perchè con ciò non abbiamo altro risultato che di rendere più oscura l'immagine non raggiungendo più le righe bianche una sufficiente luminosità.

Si deve quindi trovar modo di fissare il livello del nero, come nel caso di fig. 87, o di fornire una polarizzazione variabile per ogni riga, cosa evidentemente impossibile perchè questa polarizzazione variabile non può che seguire la riga, non precederla.

Una tale osservazione è giusta in quanto si considera la modulazione della riga che al suo inizio non sappiamo quale luminosità media abbia, ma se ci riferiamo ai segnali di sincronismo e cioè al livello del nero o al picco di essi abbiamo la possibilità di risolvere il problema.

Realizziamo il circuito di fig. 90: esso è identico a quello di fig. 89 e ne differisce solo per l'aggiunta del diodo Z. La griglia del tubo catodico risulta polarizzata negativamente rispetto al catodo ad una tensione maggiore di quella di interdizione come nel caso di fig. 87. Ma in questo caso la polarizzazione era annullata di quanto occorreva dalla tensione prodotta dal diodo rivelatore sulla resistenza di carico R a seconda dell'ampiezza del segnale. Nel circuito di fig. 90 ogni riga, considerata come un'onda completa ha un valore medio intorno a cui disporsi e quindi tende a far corrispondere questo valore medio con quello di polarizzazione dato al tubo.

Il diodo Z è polarizzato in quanto è collegato in parallelo alla resistenza di fuga di griglia del tubo catodico, esso può quindi raddrizzare le semionde negative di ogni riga e produrre sulla resistenza G una polarizzazione proporzionale al valore medio corrispondente alla riga e di tensione positiva sulla griglia: in definitiva la polarizzazione della griglia del

tubo è data dalla differenza fra la polarizzazione fissa ottenuta con P e quella automatica di G. Da un tale controllo otteniamo che i picchi dei segnali di sincronizzazione risultano allineati rispetto alla polarizzazione e così pure il livello del nero si mantiene in corrispondenza all'interdizione (questa corrispondenza è realizzata dalla regolazione manuale di P).

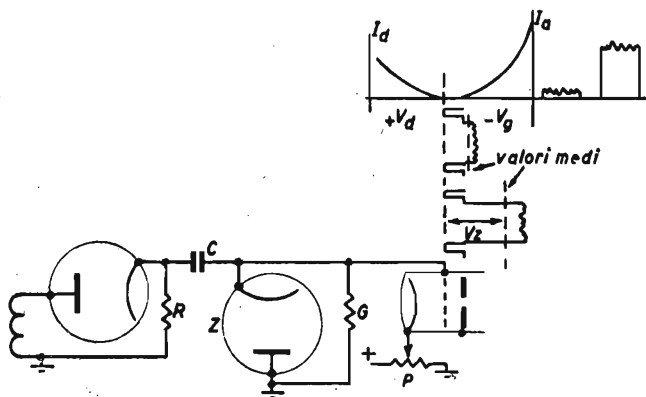



Fig. 90. – Accoppiamento a resistenza capacità fra diodo rivelatore e tubo catodico con diodo per la reinserzione della componente continua.

L'allineamento dei picchi dei segnali di sincronismo non dovrebbe avvenire se consideriamo il funzionamento del circuito riga per riga, una bianca ed una nera, perchè esso comprende delle capacità (il condensatore di accoppiamento C e quelle distribuite degli organi e dei tubi) che si caricano ad una tensione positiva V_z quasi uguale a quella di picco delle semionde negative del segnale. Queste capacità di valore rilevante (C può avere da 0,05 a 0,1 μF) richiedono un tempo rilevante per scaricarsi, se quindi ad una riga tutta bianca, come in fig. 90, ne fa seguito una tutta scura questa si trova con una polarizzazione positiva elevata, a cui fa corrispondere il proprio valore medio, quindi possono apparire i ritorni e sono sfalsati i valori delle luminosità.

Nella trasmissione di un'immagine non abbiamo mai un salto così netto da riga a riga, o da punto a punto, e natural-

mente questi eventuali salti producono delle distorsioni inevitabili. Abbiamo quindi in definitiva che la tensione positiva presente sul condensatore C e sulla griglia del tubo, per effetto del raddrizzamento del diodo Z, assume un valore medio proporzionale alla luminosità media dell'immagine trasmessa. Essa non varia istantaneamente ma si mantiene sufficientemente costante per la durata di alcuni quadri e determina appunto la luminosità media dell'immagine ricostruita. È chiamata la componente continua del segnale.

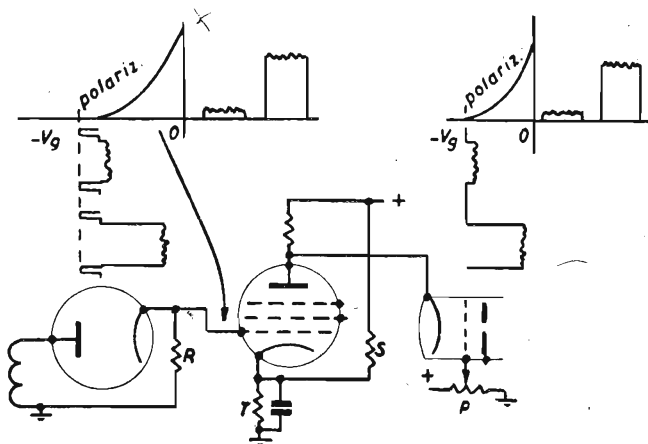



Fig. 91. – Amplificatore video con accoppiamento diretto sia col diodo rivelatore che con il tubo catodico.

Il circuito di fig. 90 non ha ragione di essere adoperato in quanto il diodo rivelatore fornisce automaticamente la componente continua, quindi finchè esso può fornire da solo la completa modulazione del tubo si ricorre ai circuiti di figg. 86 e 87. Quando occorre uno stadio amplificatore a video frequenza, costituito da un pentodo amplificatore, si può ricorrere all'accoppiamento diretto fra esso e il diodo rivelatore e fra il suo anodo e la griglia del tubo catodico per non perdere la componente continua del segnale (fig. 91).

La polarizzazione del tubo è oltre l'interdizione ed è otte-

nuta dando al catodo una tensione positiva ottenuta con il partitore *S T*. Quando vi è la portante la modulazione visione di questa fa diminuire la polarizzazione negativa sulla griglia tanto più quanto più bianchi sono i punti dell'immagine da trasmettere.

All'anodo del tubo amplificatore è collegato il catodo del

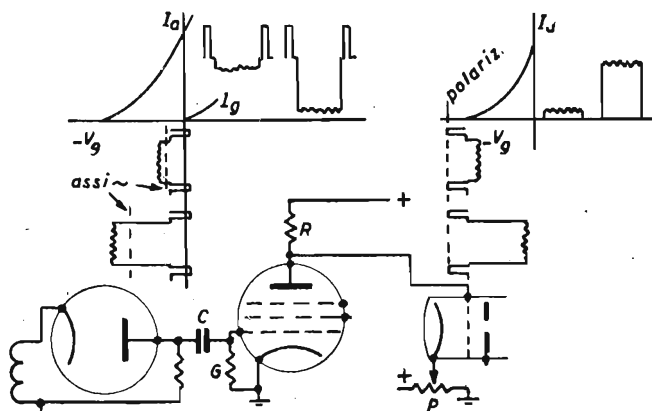



Fig. 92. — Amplificatore video autopolarizzato con accoppiamento diretto col tubo catodico (modulazione positiva della portante).

tubo catodico: questo risulta alla massima tensione positiva quando non vi è modulazione. La griglia è portata anch'essa a tensione positiva molto elevata per risultare negativa all'interdizione, in quanto non si deve tener conto dell'ampiezza dei segnali di sincronismo. La modulazione fa diminuire la tensione positiva applicata al catodo facendogli tendere a raggiungere quella applicata alla griglia da *P*.

Se si fa uso del circuito di fig. 92 con condensatore di accoppiamento, specialmente necessario quando per il video vi sono due stadi, occorre considerare il funzionamento del tubo finale come amplificatore e come rettificatore, in quanto la sua griglia di controllo funziona anche da anodo di un diodo.

Il segnale video è applicato a mezzo di un condensatore *C* alla griglia del tubo finale, normalmente un pentodo o un tetrodo a fascio, non polarizzato. Le semionde positive del

segnale, dal lato dei picchi di sincronismo, portano la griglia a lavorare nella regione positiva per cui si ha una corrente di griglia, che attraversando la resistenza di griglia G produce un'autopolarizzazione di questa. Per la carica accumulata su C si ha una tensione di autopolarizzazione che permette solo ai picchi dei segnali di sincronizzazione di raggiungere la tensione positiva di griglia per cui si ha un allineamento di essi e quindi anche del livello del nero.

Ai segnali applicati alla griglia corrispondono le variazioni di corrente anodica del tubo finale, e nella resistenza di carico R, indicate accanto alla caratteristica mutua del tubo stesso.

Il tubo catodico ha la griglia collegata direttamente all'anodo dell'amplificatore video e perchè essa risulti negativa rispetto al catodo occorre che il catodo sia portato ad una tensione che risulti positiva rispetto quella della griglia, data dalla caduta di tensione che si ha attraverso la resistenza R (per la corrente anodica del tubo finale). P è regolato sino ad ottenere una polarizzazione del tubo catodico oltre l'interdizione quando non vi è segnale sulla griglia dell'amplificatore video. Alle righe bianche corrisponde un'elevata escursione della tensione di griglia, quindi una piccola corrente anodica del tubo finale: la differenza fra la tensione data da P e quella sull'anodo diminuisce e la griglia del tubo catodico risulta meno negativa con conseguente maggiore luminosità dello schermo.

Questo schema offre il vantaggio che lo schermo è oscuro quando non vi è segnale, ma quando il televisore è acceso si ha nel primo periodo di riscaldamento dei tubi una tensione positiva sulla griglia del tubo catodico che potrebbe far danneggiare lo schermo se non si prendono particolari precauzioni, come ritardando l'applicazione della tensione anodica al tubo o l'accensione di questo.

Poichè il tubo amplificatore finale è un pentodo si ha la necessità di alimentarlo con tensione di schermo più ridotta rispetto a quella anodica per evitare che si abbia un eccesso di corrente anodica quando non vi è segnale sulla griglia. È necessario che la tensione sullo schermo si mantenga costante, malgrado le variazioni nella polarizzazione di griglia e della corrente di schermo.

Si farà uso di un partitore di tensione e non di un resistore in serie; inoltre il partitore deve essere di valore tanto basso da richiedere da solo una corrente da 3 a 4 volte quella assorbita dallo schermo e un condensatore elettrolitico di notevole capacità deve ulteriormente stabilizzare la tensione ottenuta.

Per il funzionamento come amplificatori video finali con rettificazione di griglia si prestano bene i seguenti tubi

Tipo	I_a mA	I_{gs} mA	R_1 kΩ	R_2 kΩ	V_{gs} V
6AC7	10	2,5	18	7,7	77
6AG7	30	6,4	6,4	3,7	95
6V6	45	2,8	13	10,7	120

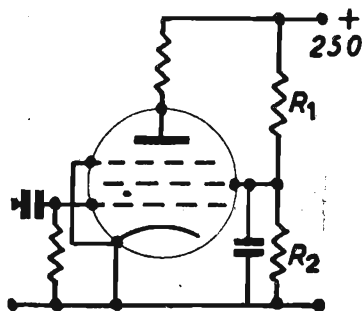



Fig. 93. – Dati relativi a tubi amplificatori video con rettificazione di griglia.

americani di cui diamo alcuni dati pratici di funzionamento (figura 93).

Il condensatore di accoppiamento alla griglia sarà di 0,1 μF la resistenza di fuga di 1 MΩ in modo da ottenersi una costante di tempo di 0,1 secondi.

BIBLIOGRAFIA

Seeley e Kimball: *Analisi e progetto di amplificatori video.* « RCA Review ». Ottobre 1937 e Gennaio 1939.

Freeman e Schantz: *Progetto di amplificatori video.* « Electronics ». Agosto 1937.

Nagy: *Progetto di amplificatori a video frequenza.* « Television and SW. ». Marzo, Aprile e Maggio 1937.

Mc Lachlan: *Riproduzione di transienti con amplificatori per televisione.* « Wireless Engineer ». Ottobre 1937.

Wright e Graham: *Misure di sfasamento e guadagni in amplificatori per televisione.* « Wireless Engineer ». Maggio 1936.

SOLLER, STARR, VALLEY: *Cathode ray tube displays.* (N. 22 della serie MIT). Mc Graw Hill, New York 1948.

FOSTER e RANKIN: *Circuiti di uscita video.* « RCA Review ». Aprile 1941.

LEWIS: *Segnali normali di televisione.* « Electronics ». Luglio 1937.

LEWIS e LOUGHREN: *La televisione in Inghilterra.* « Electronics ». Ottobre 1937.

PREISMAN: *Note sul progetto di amplificatori video.* « RCA Review ». Aprile 1938.

PALMER e MAUTNER: *Nuovo coefficiente di merito per la resa di amplificatori video per i transienti.* « Proc. IRE ». Settembre 1949.

MILLER: *Neutralizzazione catodica degli amplificatori video.* « Proc. IRE ». Settembre 1949.

WENDT: *La componente continua in televisione.* « RCA Review ». Marzo 1948.

TERMAN: « Radio Engineer's Handbook ». Mc Graw Hill, New York 1943.

SEELEY: *Dati di progetto per il suono nella televisione con intercarrier.* « Electronics ». Luglio 1948.

GOUDRY: *Lo stadio a video frequenza.* « Television française ». Novembre e Dicembre 1949.

EASTON: *Amplificatori video con picchi sfalsati.* « Electronics ». Febbraio 1949.

CAPITOLO IX

BASI DEI TEMPI

29. Oscillatori a denti di sega.

Riprendiamo in esame la fig. 6: abbiamo una serie di righe luminose $A\,B$, $C\,D$, $E\,F$ ... $S\,T$, parallele fra di loro e una serie di righe molto meno luminose $B\,C$, $D\,E$ ... (che scompaiono completamente quando il trasmettitore su cui si è accordato il televisore comincia a funzionare).

Le righe sono ottenute a mezzo di tensioni a denti di sega applicate fra le placchette di deviazione orizzontali del tubo catodico (se il tubo è di questo tipo, a mezzo di correnti corrispondenti inviate nelle bobine di deviazione se il tubo è a deviazione magnetica). Queste tensioni hanno l'andamento particolare indicato in fig. 94 e cioè un tratto lungo ascendente ed uno più breve discendente, con inclinazione molto più ripida del precedente. Questa particolare configurazione della tensione a denti di sega fa si che applicandola fra le due placchette orizzontali produce, con il suo lungo tratto ascendente, una deviazione del fascetto catodico da sinistra a destra con una certa rapidità: la traccia luminescente sullo schermo acquista una determinata brillantezza. Il tratto quasi verticale fa ritornare molto più rapidamente il fascetto catodico da destra a sinistra e relativamente a questo ritorno risulta sullo schermo una traccia molto meno luminosa. Se contemporaneamente a questa tensione applicata fra le placchette orizzontali non ne applichiamo alcuna fra le verticali sullo schermo appare una sola linea luminosa, prodotta dalla sovrapposizione di tutte le righe di andata e ritorno.

Applicando una tensione a denti di sega fra le placchette verticali si ha una deflessione continua del fascetto dall'alto

in basso, man mano che vengono descritte le righe ed i ritorni orizzontali, che risultano ora paralleli fra loro e non sovrapposti. Occorre naturalmente che fra le due tensioni esista una notevole differenza di frequenza perchè se dobbiamo tracciare 625 righe sullo schermo 25 volte in un secondo è necessario che la frequenza della tensione di deviazione orizzontale sia di 15 625 Hz, mentre quella verticale è di 50 Hz (sistema interlacciato).

Il risultato visibile che otteniamo dalla tensione a frequenza elevata è la serie di righe parallele fra di loro; il ri-

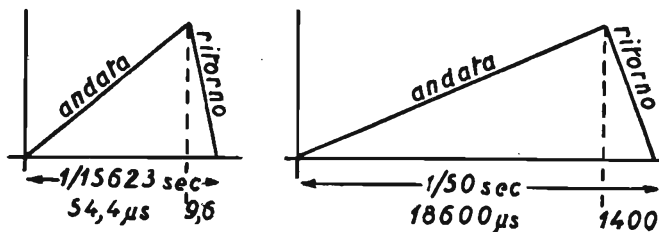



Fig. 94. – Tensioni a denti di sega per la deviazione di riga e di quadro.

sultato che si ottiene dall'applicazione della tensione a frequenza bassa è, con la sua parte indicata andata in fig. 94, lo spostamento progressivo delle serie di linee sullo schermo mentre con la parte indicata ritorno si ha la traccia poco luminosa TA di fig. 6.

Vediamo come si possono ottenere delle tensioni a denti di sega. Colleghiamo un condensatore C in serie ad una resistenza variabile R (fig. 95) ed applichiamo agli estremi di questo circuito una tensione continua. La corrente di carica del condensatore circola nella resistenza, che ne limita l'intensità, un voltmetro collegato ai morsetti del condensatore indica come la tensione fra essi aumenti.

In un primo tempo questo aumento è rapido poi esso diminuisce sempre più finchè si raggiunge la carica completa e quindi la massima tensione fra le armature: la carica del condensatore avviene in modo esponenziale nel tempo (fig. 95 *c*). Se la tensione che applichiamo al circuito di fig. 95 *a*) è di alcune centinaia di volt possiamo collegare in parallelo

alle armature del condensatore le placchette di deviazione orizzontale del tubo catodico: man mano che C si carica il fascetto è deviato, ma, dato che la tensione su C non cresce linearmente col tempo, la deviazione del fascetto sarà in un primo tempo rapida poi sempre più lenta. Se dopo la carica

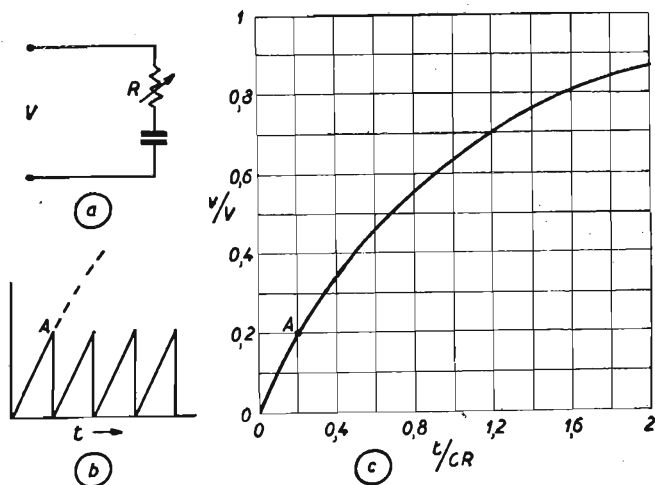



Fig. 95. – Produzione di tensioni a denti di sega con la carica e scarica di un condensatore.

cortocircuitiamo C il fascetto catodico ritorna istantaneamente al punto di partenza.

Se scegliamo come percentuale della tensione V 0,1 abbiamo sul condensatore C una tensione crescente in modo sufficientemente lineare: secondo la curva di fig. 95 *c*) ad un rapporto $v/V = 0{,}1$ corrisponde un rapporto $t/C\,R = 0{,}1$ cioè $C\,R = 10\,t$.

Poichè una riga deve essere descritta in 1/15625 di secondo, trascurando il tempo necessario per il ritorno, la durata del tempo t di carica deve essere di 64 μsec quindi $C\,R = 640$ μF Ω. Introducendo nel circuito un condensatore C di 0,005 μF la resistenza in serie sarà di 128 000 Ω circa. Per la tensione a dente di sega necessaria per la deviazione verticale

abbiamo una durata di tempo di carica di 1/50 di secondo, quindi di 20 000 μsec: abbiamo $C R = 200\,000$ μF Ω e facendo uso di un condensatore di 1 μF la resistenza da adoperare sarà di 200 000 Ω.

Considerando il primo tratto della curva di fig. 95 *c*) è facile notare che sia quasi perfettamente rettilineo; se facciamo uso solo di questo tratto per ottenere la deviazione del fascetto catodico tale deviazione risulta uniforme nel tempo. Per ottenere questo risultato basta effettuare il cortocircuito di scarica di C quando la tensione sulle armature ha raggiunto il valore A. Facendo uso di un dispositivo adatto che cortocircuiti C non appena si sia raggiunta la tensione A e tolga automaticamente il cortocircuito si ottiene fra le armature del condensatore una tensione a denti di sega, come in fig. 95 *b*).

Per ottenere la voluta deviazione del fascetto catodico è necessario applicare fra i due morsetti di fig. 95 *a*) una tensione tanto elevata che la sua frazione $O A$ sia sufficiente alla deviazione completa del fascetto catodico. Occorre che R e C siano scelti di valore tale che la carica fino al valore A avvenga nel tempo voluto e cioè in 1/15625 di secondo o in 1/50 di secondo.

Poichè la scarica del condensatore è prodotta effettuando un cortocircuito fra le sue armature la tensione si porta istantaneamente a zero e il ritorno del dente di sega deve essere disegnato perfettamente verticale in fig. 94.

Un interruttore può essere costituito da un triodo a gas, cioè un raddrizzatore monoplacca con griglia di controllo, detto anche tubo di scarica.

La tensione presente fra le armature del condensatore è applicata fra anodo e catodo di questo speciale tipo di triodo: quando la tensione ha raggiunto un valore adatto si ha l'innesco della scarica nel gas del tubo e quindi la scarica quasi istantanea del condensatore. Non possiamo ottener lo stesso risultato dell'interruttore di cortocircuito prima adoperato perchè non possiamo far passare nel triodo una corrente troppo elevata e dobbiamo inserire una piccola resistenza r che ne limiti il valore massimo (fig. 96). Nelle condizioni disegnate la griglia non ha alcuna polarizzazione rispetto al catodo,

essa non esercita alcun controllo sull'innesco della scarica e questa avviene quando la tensione sul condensatore ha raggiunto un valore ad es. 33 V (per il triodo EC 50).

Ma se diamo alla griglia una tensione negativa rispetto al catodo essa non permetterà l'innesco se non ad una ten-

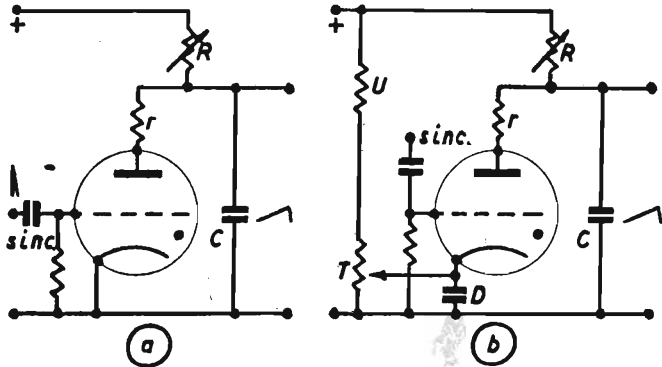



Fig. 96. – Produzione di tensioni a dente di sega con un condensatore ed un triodo a gas.

sione maggiore, tanto maggiore quanto più è elevata la polarizzazione applicata.

In tal modo abbiamo la possibilità di ottenere l'ampiezza che vogliamo del dente di sega alla frequenza desiderata. Quando il tubo catodico è di dimensioni medie occorrono molte centinaia di volt per ottenere la deflessione del fascetto da un estremo all'altro e non è possibile ottenere direttamente dal condensatore *C* una tale tensione, non tanto perchè risulta elevata per il triodo a gas (per il tubo EC 50 si può avere una tensione di cresta di 1000 V fra anodo e catodo), ma perchè dovrebbe essere eccessivamente elevata la tensione continua da applicare ai due morsetti nel dispositivo di fig. 96.

È necessario un amplificatore della tensione presente sul condensatore *C* quando occorre una tensione di deviazione maggiore di 30 a 40 V, quanti cioè si possono ottenere con il dispositivo suddetto. Occorre aggiungere un particolare: la

griglia determina con la polarizzazione la tensione di innesco del triodo e quando questo si è verificato essa non può in alcun modo influire sulla scarica. Questa cessa quando la tensione sul condensatore *C* si è ridotta ad un valore sufficientemente basso, di qualche diecina di volt.

Se alla tensione di polarizzazione di griglia sovrapponiamo, come per un comune triodo, una tensione alternata la prima semionda positiva di questa può portare la griglia ad una tensione risultante di valore adatto a far avvenire l'innesco della scarica: è questo il principio della sincronizzazione delle oscillazioni del tubo a gas a mezzo di una tensione alternata o di impulsi di tensione positivi (che in un televisore sono costituiti dai segnali di sincronismo della portante).

Per le ragioni su esposte il circuito da adottare in definitiva è quello di fig. 96 *b*): il partitore della tensione anodica *T U* permette di ottenere la tensione di griglia necessaria, pur non essendovi corrente anodica nel tratto di *T* fra catodo e negativo.

Quando si ha l'innesco agli estremi di questo tratto risulta una tensione notevolmente maggiore ma il condensatore *D* di capacità elevata tende a mantenere sufficientemente costante la tensione di polarizzazione. Se dopo un'esatta regolazione di *T* fra catodo e negativo risulta una resistenza di un migliaio di ohm *r* può essere abolita, funzionando da limitatore della corrente di scarica il tratto di *T* suddetto. I due controlli *R* e *T* prendono il nome rispettivamente di controllo della frequenza e controllo dell'ampiezza delle oscillazioni, sebbene la regolazione di *T* alteri sia la frequenza che l'ampiezza.

Vi sono altri tipi di oscillatori che permettono di ottenere tensioni a denti di sega oltre quello con triodo a gas e sono quelli di blocco e quelli derivanti dal multivibratore.

In fig. 97 è lo schema di un oscillatore di blocco: un triodo normale ha sul circuito di griglia un condensatore *C* ed un resistore *R* per l'autopolarizzazione durante le oscillazioni. Un trasformatore con nucleo di ferro comprende un primario facente parte del circuito anodico ed un secondario collegato fra griglia e catodo: il circuito è in tutto uguale a quello di un oscillatore con bobina di reazione. In serie al primario è la

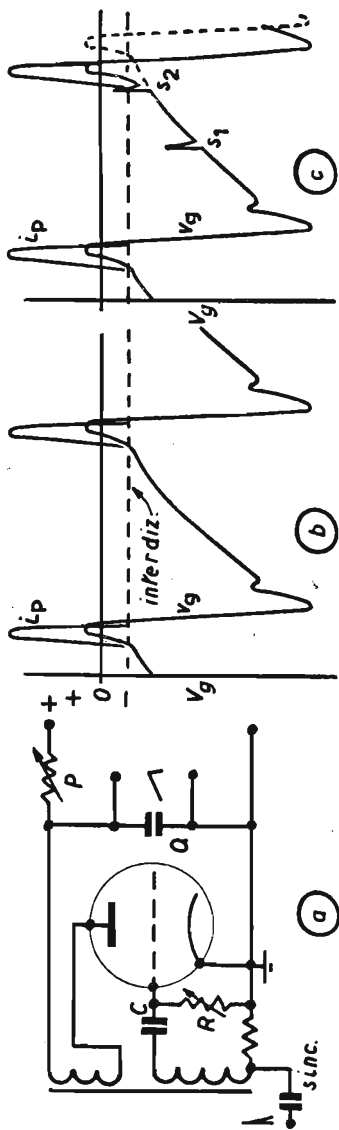



Fig. 97. – Oscillatore di blocco. Nucleo ferro silicio 17×17. Avvolgimenti di 3000 spire 0,08 ciascuno per frequenza quadro.

resistenza P ed il condensatore Q è collegato dopo di essa e massa.

Se applichiamo una tensione continua a questo circuito abbiamo una corrente attraverso P il primario del trasformatore e il tubo: questa corrente è relativamente intensa, in quanto la griglia non è polarizzata negativamente, ed agli estremi del condensatore Q risulta una tensione ridotta.

Circolando nel primario questa corrente induce nel secondario una tensione che rende positiva la griglia (il senso degli avvolgimenti è identico) e fa aumentare la corrente anodica. Quest'ultima crescendo rende ancor più positiva la griglia che a sua volta fa aumentare ulteriormente la corrente anodica, finchè si raggiunge la saturazione del tubo. Tutto ciò avviene in una frazione del periodo a cui tende ad oscillare il circuito, per la capacità distribuita dell'avvolgimento con più spire del trasformatore.

Man mano che aumenta la tensione positiva applicata alla griglia attraverso il condensatore C su questo si accumula una carica negativa, dovuta agli elettroni attratti dalla griglia.

Non appena la corrente anodica ha raggiunto la saturazione la tensione indotta sul circuito secondario si inverte di polarità e la griglia viene resa negativa, riducendo la corrente anodica: questa a sua volta rende ancor più negativa la griglia in modo che in breve si ha il blocco della corrente anodica. Perchè il tubo possa riprendere a condurre è necessario che la carica, accumulata sul condensatore C e circolante attraverso R, fra i cui estremi produce una tensione polarizzante la griglia oltre l'interdizione, sia notevolmente ridotta. In questo tempo il condensatore Q si carica attraverso la resistenza P e ai suoi estremi risulta una tensione a denti di sega.

Infatti mentre la tensione fra le sue armature aumenta il tubo comincia a condurre nuovamente e per l'influenza cumulativa della corrente anodica e della tensione applicata alla griglia si ha rapidamente la scarica di Q. Questo funzionamento avviene nel modo voluto quando, come si è già accennato in precedenza, la scarica avviene in un tempo più breve di un periodo della frequenza naturale di oscilla-

zione della bobina più grande del trasformatore. Se infatti durante la scarica il circuito potesse entrare in oscillazione ad una frequenza elevatissima, la scarica stessa potrebbe effettuarsi quasi solo durante le semionde positive, da ciò un aumento notevole del tempo del ritorno.

Nel peggiore dei casi si può ammettere che il tempo che deve occupare il ritorno sia uguale ad un semiperiodo della frequenza naturale di oscillazioni; se il ritorno dura 0,15 del tempo di una riga, cioè $0{,}15 \cdot 64\ \mu$ sec $= 10\ \mu$ sec, la frequenza naturale di oscillazione non deve essere superiore a $10^6/20 =$ 50 000 Hz. Se la capacità distribuita dell'avvolgimento più grande può essere ritenuta approssimativamente di 50 pF abbiamo $L = 200$ mH.

Questo calcolo è molto approssimativo, specialmente perchè non si è tenuto conto della resistenza del circuito che ne abbassa la frequenza di risonanza: i valori ottenuti sono di guida per una prima approssimazione.

Un altro metodo per evitare le oscillazioni è di caricare i circuiti del trasformatore con resistenze per renderli praticamente aperiodici.

In definitiva si costruisce un trasformatore con banda passante intorno ai 50 000 Hz: la resistenza sul primario deve avere un valore accuratamente determinato per non ridurre troppo la resa. Il nucleo del trasformatore è di comune ferro silicio da trasformatori e contribuisce con le sue perdite allo smorzamento dei circuiti.

La scarica che si verifica ha l'inconveniente di non essere troppo rapida perchè la corrente anodica deve circolare nell'avvolgimento del primario del trasformatore.

Per ottenere un dente di sega con ritorno più rapido, più verticale, si è fatto uso in molti televisori dello schema di fig. 98.

In esso il triodo a sinistra è collegato con lo schema di fig. 97, solo in serie al secondario vi è una resistenza per poter applicare il sincronismo, come vedremo in seguito.

La tensione a denti di sega non è più prelevata dal condensatore Q ma da quello T e risulta col tratto di scarica molto più ripido: infatti il secondo triodo è reso conduttivo o bloccato allo stesso modo del primo perchè le due griglie

sono collegate direttamente. La differenza nel funzionamento è dovuta alla mancanza di un'impedenza fra l'armatura positiva di T e l'anodo del triodo relativo, per cui la scarica non è praticamente limitata da un'impedenza ed il dente di sega risulta anche di maggiore ampiezza.

Vi sono altri tipi di oscillatori di blocco con circuiti simili a quelli descritti. Per questi abbiamo precisato che la durata

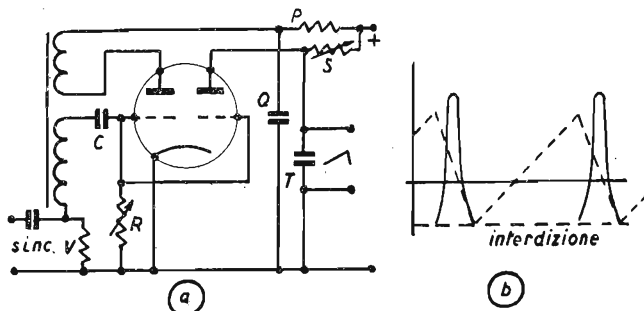



Fig. 98. – Oscillatore di blocco con doppio triodo.

di un'oscillazione della bobina con maggior numero di spire deve essere uguale almeno al doppio del tempo del ritorno di un'oscillazione a denti di sega, ciò per evitare che durante il ritorno il circuito possa entrare in oscillazione ad una frequenza molto maggiore di quella di riga o di quadro, prolungando il tempo di scarica. Ma gli stessi circuiti possono essere adoperati come oscillatori di blocco secondari (squegging oscillators) e cioè oscillatori che funzionano ad una frequenza intorno a qualche megaherz e che presentano il fenomeno del bloccaggio: malgrado la frequenza di oscillazione naturale sia molto più elevata della frequenza di bloccaggio, la frazione di tempo durante cui il tubo conduce è inferiore ad un semiperiodo quindi la durata della scarica è aumentata di circa due terzi. Questi ultimi oscillatori sono molto più semplici da mettere a punto e si può far uso per essi di una bobina oscillatrice per onde medie di una comune supereterodina, mentre gli oscillatori di blocco fanno uso di bobine particolarmente costruite.

Un oscillatore a denti di sega derivato dal multivibratore è costruito secondo lo schema di fig. 99. Due triodi sono collegati come amplificatori a resistenza capacità ma l'uscita del secondo non è prelevata dopo il condensatore *D* ma dal suo catodo (funzionamento del secondo tubo come ripetitore catodico). L'accoppiamento inoltre non è effettuato con la griglia del primo stadio bensì con il catodo di questo.

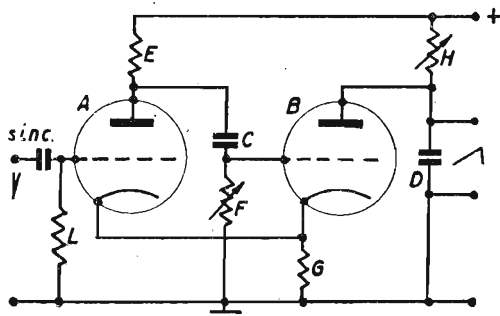



Fig. 99. – Multivibratore a denti di sega.

Riteniamo che la griglia di *A* sia collegata direttamente a massa: se in tale condizione applichiamo un segnale fra catodo e massa esso risulta applicato fra griglia e massa. In un normale amplificatore quando alla griglia applichiamo un segnale negativo si ha riduzione della corrente anodica: immaginiamo che questo segnale sia presente su di un estremo del secondario di un trasformatore; l'altro estremo collegato al catodo è positivo. Nel circuito di fig. 99 quando applichiamo un segnale positivo al catodo rendiamo negativa la griglia rispetto ad esso, quindi un segnale positivo sul catodo fa diminuire la corrente anodica (diminuisce infatti la differenza di potenziale fra anodo e catodo).

Per comprendere il funzionamento del circuito illustrato partiamo dall'istante in cui le due capacità *C* e *D* sono scariche. Collegata la tensione anodica al circuito *C* comincia a caricarsi attraverso la resistenza *E*; la sua armatura superiore deve acquistare una carica positiva, quindi su di essa vi è una quantità di elettroni in eccesso che debbono essere tra-

sferiti sull'armatura inferiore. Questo trasferimento avviene più facilmente attraverso G e lo spazio catodico griglia che attraverso la resistenza elevata F: la griglia di B infatti è resa positiva dall'impulso di tensione positiva dato dall'inserzione della batteria anodica. La corrente di carica attraverso E abbassa la tensione anodica di A mentre la stessa corrente di carica attraverso G aumenta la tensione positiva del catodo di A, cioè rende la griglia tanto negativa da oltrepassare l'interdizione.

Man mano che la tensione su C aumenta anche la tensione anodica di A aumenta; diminuendo la corrente di carica attraverso G si ha una minore tensione negativa di griglia di A. Si raggiunge così l'istante in cui la corrente anodica riprende a circolare in A. Questa corrente produce su E una caduta di tensione con segno negativo sull'anodo, quindi si ha il principio della scarica di C, la cui armatura superiore ha una tensione positiva. Gli elettroni in eccesso sull'armatura negativa di C si spostano ora lungo F rendendo la griglia di B negativa.

Fin qui abbiamo considerato solo il funzionamento del tubo A ma occorre ritornare al momento dell'inserzione della tensione anodica e considerare il tubo B.

Abbiamo già visto che la sua griglia era positiva durante la carica di C, quindi B funziona quasi da cortocircuito per il condensatore D, che altrimenti avrebbe cominciato a caricarsi attraverso H. Non appena il tubo A comincia ad essere attraversato dalla corrente anodica la griglia di B diventa negativa e quindi la sua corrente anodica è ridotta, diminuisce su G ed il catodo di A riceve un impulso o caduta di tensione negativo, cioè la sua griglia diventa positiva. La tensione anodica di A diminuisce, aumentando la tensione negativa, applicata a mezzo di C, alla griglia del tubo B, che viene portato rapidamente all'interdizione. In tale condizione attraverso H non passa più nessuna corrente per il circuito anodico di B ma solo quella di carica di D.

Il tubo B è mantenuto all'interdizione per un tempo che dipende principalmente dalle costanti del circuito $C\,F$: C si scarica su F ma questa scarica diminuisce col tempo e quindi si ha su F una tensione negativa che è minore di quella di

interdizione. Intanto la carica di D è notevolmente aumentata ed anche l'anodo di B si trova ad una tensione sufficientemente positiva, per cui si ha rapidamente la scarica di D su B. La notevole corrente anodica su G rende molto negativa la griglia di A, sull'anodo di questo si ha una maggiore tensione positiva ed il condensatore C per ricaricarsi rende posi-

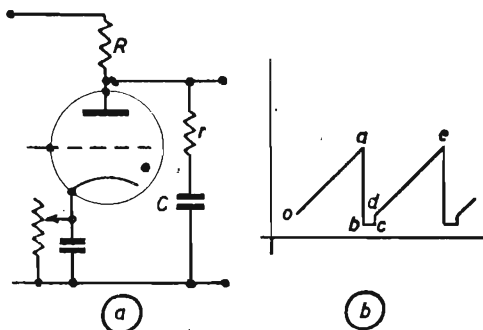



Fig. 100. – Oscillatore con resistenza in serie alla capacità.

tiva la griglia di B rendendo molto più rapida la scarica di D. Arrivati all'interdizione della corrente anodica in A ricomincia lo stesso ciclo di quando era applicata la tensione anodica al circuito.

Questo oscillatore fornisce una tensione sufficientemente buona purchè essa non sia inferiore ad una quarantina di volt, per cui la tensione anodica da applicare al circuito si dovrebbe aggirare sui 700 V. Normalmente è necessario amplificare la tensione a denti di sega e poichè l'amplificatore offre facilmente una distorsione capace di compensare quella eventuale di essa possiamo ridurre l'AT applicata al circuito.

Applichiamo ora una disposizione leggermente differente delle parti del circuito di fig. 96 *b*), di cui faremo uso per soddisfare a condizioni particolari che vedremo in seguito. In fig. 100 è lo schema di un oscillatore che fornisce una tensione a denti di sega della forma indicata in *b*). La resistenza r è posta in serie al condensatore C e la sua influenza sul tratto di carica è praticamente trascurabile perchè non ha altro

effetto che di ridurre la tensione sul condensatore C di una quantità quasi costante perchè si usufruisce solo del tratto rettilineo di carica.

La differenza invece è introdotta durante la scarica, che avviene solo in un tempo un po' maggiore per la presenza di r nel circuito. Adottiamo per r un valore molto più elevato di quello interno del tubo durante la scarica (che si riduce ad un valore bassissimo): abbiamo durante questa fra gli estremi di r praticamente la stessa tensione esistente fra le armature di C. Ma l'uscita dell'oscillatore è ricavata dalla serie del condensatore e della resistenza e la tensione relativa ad essa è data dalla somma delle due tensioni, che sono presso a poco uguali, quindi non appena s'inizia la scarica la tensione all'uscita si riduce quasi istantaneamente a zero, da a a b (fig. 100 b).

A questo valore molto piccolo si mantiene l'uscita finchè il condensatore non si è scaricato, tratto $b\,c$.

Non appena s'interrompe la scarica nel tubo il condensatore riprende a caricarsi e si ha un brusco aumento di tensione per l'inversione della corrente in r, tratto $c\,d$, a cui segue il tratto inclinato $d\,e$ di carica.

Con questo dispositivo si ha però l'inconveniente che ogni mancanza di linearità nel tratto $d\,e$ di carica è accentuato dalla presenza di r. Infatti se la corrente di carica del condensatore diminuisce, aumentando la tensione su C, diminuisce anche la caduta di tensione su r e quindi la tensione di uscita risulta col tratto ascendente meno inclinato.

La tensione a denti di sega ottenuta come quella di figura 100 b), non può essere adoperata per la deviazione elettrostatica del fascetto catodico perchè, dato il tratto di arresto $b\,c$ nella sua variazione, si ottiene a sinistra dello schermo una linea verticale molto luminosa ed una parte dell'immagine va perduta; si utilizza per la deviazione elettromagnetica.

I vari oscillatori fornenti tensioni a denti di sega hanno un'uscita la cui tensione è normalmente dai 20 ai 40 V da cresta a cresta dell'onda. Questa tensione è insufficiente per ottenere la deviazione elettrostatica con un tubo di medie dimensioni ed è necessario amplificarla. Se il tubo è di grande diametro occorre ottenere una tensione molto elevata, l'oscil-

latore e l'amplificatore vanno alimentati con tensione dell'ordine di 1000 V (ed in tal caso l'oscillatore può fornire bene una tensione di 70 a 80 V).

Con la deviazione elettromagnetica ci si mantiene con tensioni molto più ridotte dell'alimentatore, l'uscita dell'oscillatore è da 15 a 20 V.

Sovente è necessario, per il funzionamento lineare dell'oscillatore, di avere dall'uscita una tensione maggiore di

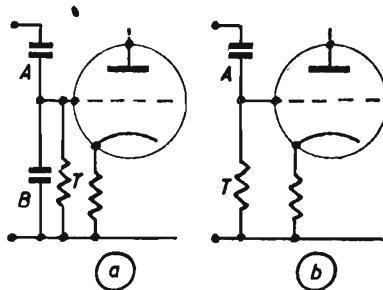



Fig. 101. – Partitori di tensione per entrata di amplificatori.

quella che va applicata alla griglia del tubo amplificatore. Per ridurre l'entrata all'amplificatore non si può far uso di un potenziometro o un partitore resistivo perchè si ha una discriminazione di frequenza che risulta in una distorsione della forma d'onda. Si deve ricorrere ad un partitore capacitivo, come in fig. 101 *a*) da cui la frazione applicata alla griglia è data dal rapporto $A/A + B$; la resistenza di griglia T va mantenuta di valore sufficientemente elevato per non influenzare la suddivisione della tensione e la linearità del dente prodotto. Si ricorre in qualche caso al circuito di fig. 101 *b*) in cui il valore di T è ridotto ma quello di A aumentato in modo da mantenere la voluta costante di tempo (normalmente $T = 0{,}5$ MΩ, $A = 0{,}01$ μF per la riga e 0,25 μF per il quadro): la riduzione di T porta ad una accentuazione della distorsione della forma del dente prodotto (fig. 102). Si ottiene in tal modo, almeno parzialmente, la compensazione della distorsione fornita dall'amplificatore (fig. 102) per cui all'uscita di questo si ottiene un dente perfettamente lineare.

Questa compensazione non è molto consigliabile in quanto la distorsione dell'amplificatore non ha un andamento esponenziale, come in senso inverso lo ha la tensione prodotta dall'oscillatore; inoltre essa varia con lo stato del tubo amplificatore.

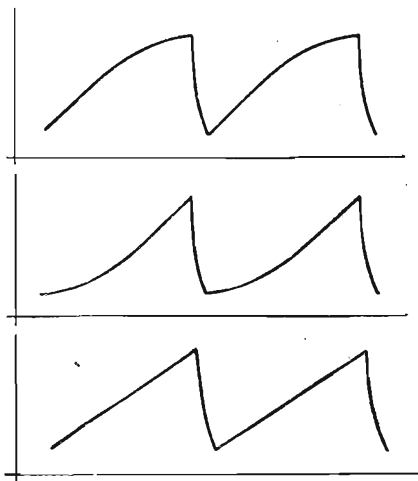



Fig. 102. – Compensazione della distorsione di tensioni a denti di sega.

Si preferisce pertanto ottenere dall'oscillatore tensioni con denti lineari al massimo e rendere lineare il funzionamento di ogni amplificatore.

30. Separazione dei segnali di sincronismo.

In fig. 11 è indicato come per la modulazione positiva i segnali di sincronismo fanno variare l'ampiezza della portante da un valore del 30% istantaneamente a zero e quindi con la stessa rapidità al 30% dopo un piccolo intervallo. Con la modulazione negativa si hanno variazioni dal 100% al 75% e viceversa. Quelli disegnati sono i segnali di sincronismo necessari perchè ogni riga termini nell'istante giusto e, dopo la scarica della capacità, ne ricominci un'altra. Altri segnali

sono previsti dopo tutta la serie di righe necessarie alla costituzione di un quadro ed il complesso di questi segnali di quadro è differente in America, in Francia ed in Inghilterra.

Per semplicità immaginiamo che dopo una serie di righe, come in fig. 103 si abbiano gli impulsi di quadro: questi sono impulsi più larghi, della durata del 40% di quella di una riga. Poichè la trasmissione avviene normalmente col sistema delle

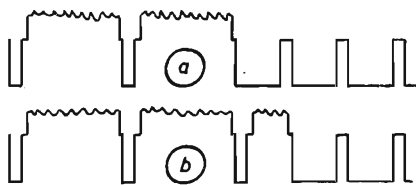



Fig. 103. – Segnali di sincronismo di riga e di quadro.

righe alternate, come in fig. 8, i quadri dispari hanno in fine una mezza riga e poi la serie di segnali di sincronismo di quadro, mentre quelli pari terminano con una riga intera prima di questa serie.

La separazione che si deve effettuare di questi segnali di sincronismo è doppia e cioè essi debbono anzitutto essere liberati da quella parte del segnale che contiene la modulazione visione e quindi si deve provvedere alla separazione dei segnali di riga da quelli di quadro.

Tenendo presente quanto esposto nel paragrafo 28 sulla componente continua è evidente che la separazione dei segnali di sincronismo può essere facilmente effettuata sempre che si abbia, direttamente o per reinserzione, la componente continua del segnale e cioè sempre che si abbia l'allineamento del livello del nero per tutte le righe. La separazione dei segnali di sincronismo può essere effettuata dopo il diodo rivelatore, o dopo l'amplificatore video ad accoppiamento diretto o dopo che si sia reinserita la componente continua.

I segnali riga possono essere separati da quelli quadro avvalendosi di filtri che rispondono in modo adatto alla differente configurazione e cadenza del segnale. Dopo tale doppia separazione essi possono essere applicati agli oscillatori di

riga e di quadro in modo da forzarli ad oscillare alla stessa frequenza del trasmettitore.

I separatori di segnali di sincronismo dalla modulazione fanno uso di tubi elettronici che si comportano come filtri di ampiezza: da uno a quattro tubi possono essere adoperati a tale scopo. In ogni caso gli impulsi di sincronismo debbono essere applicati alle basi in forma e fase corretta e senza che si introducano accoppiamenti fra le due basi.

È utile a questo punto fare una precisazione avvalendosi della fig. 74: in essa sono indicate le polarità delle tensioni rivelate e vicino ad ogni segnale video è indicato con $F+$ o $F-$ se la fase del segnale è positiva o negativa.

Per fase positiva della tensione video si intende che, qualunque sia stato il sistema di modulazione della portante (positivo o negativo), il segnale rivelato ha la modulazione della visione in alto rispetto ai segnali di sincronismo e viceversa per la fase negativa.

Prendendo il primo caso di fig. 74 abbiamo dopo il rivelatore un segnale di tensione e fase positiva: esso può essere applicato alla griglia del tubo catodico, polarizzata negativamente, sia per accoppiamento diretto che attraverso un condensatore (a parte la necessità di mantenere la componente continua). Data la fase del segnale alla massima ampiezza positiva corrisponde la massima tensione positiva applicata alla griglia, la massima riduzione della polarizzazione risultante e la massima brillantezza dello schermo.

Considerando ora il caso immediatamente inferiore abbiamo dopo il rivelatore un segnale di tensione e fase negativa. Poichè esso va applicato al catodo, polarizzato positivamente, alla massima ampiezza negativa corrisponde la massima tensione negativa applicata al catodo ed anche la massima riduzione della polarizzazione risultante e la massima brillantezza dello schermo

Un separatore può essere costituito con un diodo dello stesso tipo di quello rivelatore e collegato come in fig. 104 *a*), se la modulazione della portante è positiva e quindi positiva risulta la fase del segnale video: il diodo D è il rivelatore e la resistenza R il suo carico, su cui è disponibile la video frequenza. Ad esso è collegato il catodo del diodo separatore E

il cui anodo, in serie alla resistenza T, è alimentato con una adatta tensione positiva, filtrata dal condensatore F di elevata capacità.

Quando non si riceve un segnale il diodo D non funziona mentre attraverso E passa una corrente perchè l'anodo è positivo rispetto al catodo. Sulla resistenza T si ha una ca-

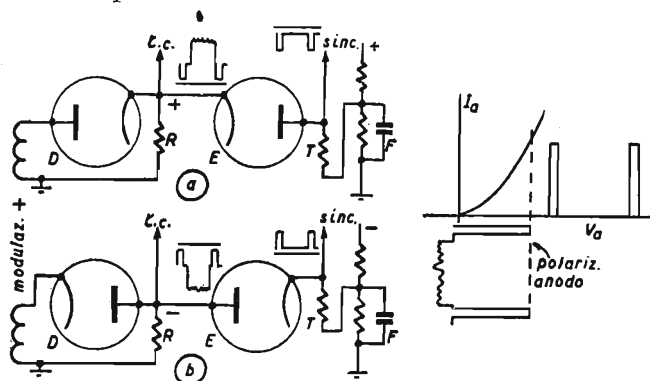



Fig. 104. – Diodi separatori.

duta di tensione praticamente uguale alla tensione anodica prelevata dal partitore perchè la resistenza interna di E e quella di R sono piccole rispetto T. Sintonizzato il ricevitore su di un trasmettitore il diodo D raddrizza la portante e su R si ha una tensione positiva. Per i segnali di sincronismo questa tensione assume sempre lo stesso valore mentre è variabile per la modulazione. Se la tensione positiva fornita dal partitore è di circa 1 V inferiore alla tensione positiva ottenuta dalla rivelazione dei segnali di sincronismo il diodo E si trova nell'impossibilità di condurre: infatti un diodo è attraversato da una corrente anche quando l'anodo risulta un po' negativo, come risulta dal grafico di fig. 104).

La corrente anodica nel diodo E circola dunque solo durante i segnali di sincronismo e produce corrispondentemente ad essi una tensione sull'anodo per la presenza della resistenza T: gli impulsi di tensione hanno fase negativa.

A questo punto si può ritenere che il diodo abbia effettuato

un'inversione della fase dei segnali di sincronismo: una tale inversione può essere effettuata solo per l'interposizione di un triodo o un pentodo. Occorre considerare che se il diodo separatore risponde solo ai segnali di sincronismo è perchè si trova in presenza di una componente continua rispetto a cui la modulazione video è positiva mentre i segnali di sincronismo risultano negativi. Le variazioni di tensione dell'anodo del diodo hanno quindi la stessa fase dei segnali di sincronismo.

In fig. 104 *b*) è lo schema da adottare quando il segnale video deve risultare di fase negativa per l'adatto accoppiamento al tubo catodico: anche il diodo separatore risulta invertito ed al suo catodo va applicata una tensione negativa. I segnali di sincronismo, di fase positiva rispetto alla modulazione video, risultano di fase positiva.

Questo tipo di separatore è stato molto adoperato ma presenta degli inconvenienti fra cui la possibilità che segnali video passino a sincronizzare la base riga. Si possono infatti avere brusche variazioni nella modulazione della visione, come quelle fornite da un oggetto bianco su un campo nero all'estremo destro della scena. Fra anodo e catodo del diodo esiste una capacità che in qualche tipo di tubo è di appena 1,5 pF, quindi sull'anodo del diodo (fig. 104 *a*), esiste una frazione della tensione presente su *R*, data dal rapporto fra la capacità interna di *E* e la somma di questa capacità interna e quella distribuita del circuito anodico di *E*. Se il valore di *T* non è troppo basso questa tensione può raggiungere un valore paragonabile a quello dei segnali di sincronismo ed alterare il normale funzionamento della base riga. Per ridurre un tale inconveniente occorre che le due capacità suddette siano quanto più è possibile ridotte e che anche *T* risulti di un valore basso.

L'uso di un diodo separatore è più soddisfacente quando è accoppiato ad un pentodo limitatore, riducendo così notevolmente le imperfezioni del diodo.

Un pentodo limitatore può essere adoperato come separatore dei segnali di sincronismo, alimentandolo con tensioni anodiche e di schermo così ridotte che appena qualche volt negativo di griglia lo porta all'interdizione (fig. 105).

La tensione sull'anodo è di una diecina di volt e quella di schermo da 30 a 50 V: in tal modo la saturazione è raggiunta ad una piccola tensione negativa e la corrente anodica si mantiene costante per tutti i valori positivi dati alla griglia.

La polarizzazione iniziale è ottenuta col partitore in modo che risulti leggermente oltre l'interdizione: i segnali di sin-

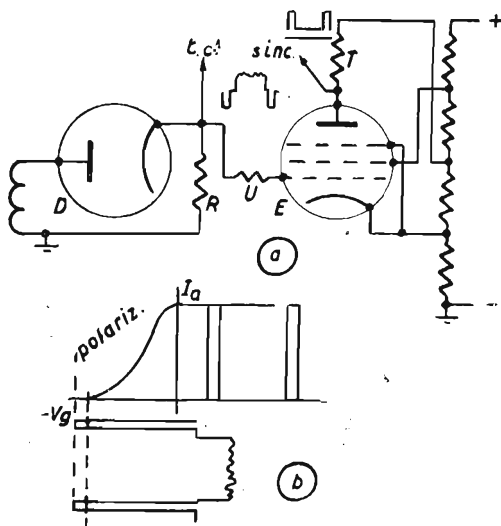



Fig. 105. – Pentodo limitatore separatore.

cronismo producono su R una tensione di qualche volt maggiore della differenza fra polarizzazione di interdizione e polarizzazione di saturazione. La modulazione visione produce una tensione di polarizzazione sempre più positiva e ad essa corrisponde una corrente anodica costante. Ai segnali di sincronismo (di fase negativa rispetto alla modulazione video) corrispondono segnali di fase positiva sull'anodo del separatore. Lo stesso schema può essere adoperato se il rivelatore fornisce segnali video di fase negativa: il limitatore non ha polarizzazione di griglia per cui a segnale zero corrisponde la massima corrente anodica. Quando si ha rivelazione i segnali

di sincronismo rendono la griglia tanto negativa per cui non si ha più passaggio di corrente anodica e ciò per tutto il tempo di durata di una riga: dall'anodo di *E* si ottiene quindi un impulso di tensione negativo durante ogni segnale di sincronismo (in tali condizioni di funzionamento non è necessario avere una curvatura superiore della caratteristica). La resistenza *U* va introdotta perchè il pentodo è attraversato dalla corrente anodica durante tutto il tempo della riga (se si ha il segnale rivelato di fase positiva) e quindi la resistenza di ingresso del tubo risulta in parallelo al carico *R* del diodo rivelatore. Questa resistenza di carico è dell'ordine di 2000 a 5000 Ω ed *U* deve essere quanto più elevato è possibile, ma essa risulta in serie alla resistenza di entrata del tubo e per non ridurre troppo la tensione applicata alla griglia è di valore intorno ai 10 000 *Ω*: durante i segnali di sincronismo la griglia è resa negativa e la resistenza di ingresso diventa infinita durante i brevi tratti di interdizione della corrente anodica.

Fig. 106. – Pentodo separatore autopolarizzato.

Questo tipo di separatore ha l'unico inconveniente di richiedere un segnale sufficientemente ampio, di cui però occorre disporre se si effettua l'accoppiamento diretto fra rivelatore e tubo catodico.

Un altro tipo di separatore di segnali di sincronismo è costituito da un triodo o pentodo autopolarizzato con corrente di griglia. Uno degli svantaggi di un diodo separatore è la perdita di ampiezza che si realizza nei segnali separati a suo mezzo. Adoperando un pentodo, come in fig. 106, con tensione di schermo e di anodo ridotte, si ottiene la stessa caratteristica di fig. 105 ma il comportamento è come il tubo finale video di fig. 92.

Se nel televisore è previsto uno stadio di video trequenza l'uscita del rivelatore risulta troppo bassa per un efficiente funzionamento di un separatore, che è collegato dopo questo amplificatore.

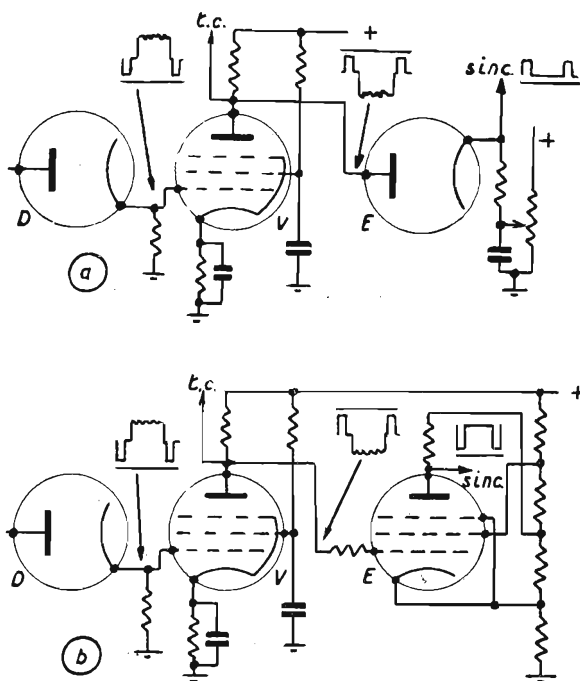



Fig. 107. – Separatori seguenti l'amplificatore video ad accoppiamento diretto.

Comunemente l'amplificatore video è ad accoppiamento diretto con il rivelatore ed il separatore sarà anch'esso ad accoppiamento diretto con il video amplificatore (fig. 107 *a* e *b*).

L'accoppiamento diretto fra diodo e anodo dell'amplificatore video è adoperato con buoni risultati, malgrado che l'AT non sia molto stabile, ma un tale accoppiamento, come in fig. 107 *b*), per un tubo limitatore non è possibile praticamente se l'AT non è accuratamente stabilizzata. Piccole variazioni nella tensione anodica, sia per variazione della tensione di rete che per quella del carico, spostano la caratteristica di *E* rispetto alla tensione sull'anodo di *V* in modo che lungo la caratteristica di *E* possono apparire i segnali video.

Il circuito di fig. 107 *b*) va modificato in quello di fig. 108 per evitare l'influenza dell'instabilità della tensione di alimentazione anodica. Il segnale rettificato occorre sia di fase negativa per ottenere dopo l'amplificatore video l'opportuna fase positiva per il collegamento alla griglia del tubo catodico.

Il diodo *Z* è il diodo per la reinserzione della componente

Fig. 108. – Diodo per la componente continua e pentodo separatore.

continua: durante la modulazione video il catodo del diodo è reso positivo per la fase positiva della modulazione (confrontare la fig. 90) e quindi il tubo non conduce.

Durante i segnali di sincronismo, di fase negativa il catodo diventa negativo rispetto all'anodo ed il diodo conduce per cui il condensatore *C* acquista una carica positiva e mantiene a tensione positiva il catodo rispetto massa. La carica di *C*, e quindi la tensione positiva del catodo, dipende dall'ampiezza del segnale di sincronismo negativa (che a sua volta dipende dall'ampiezza della modulazione video). Per effetto della carica accumulata su *C* e della corrente circolante in *G* si produce una tensione agli estremi di questa ch'è sufficiente a mantenere quasi perfettamente allineati i fondi dei segnali di sincronismo. A ciò contribuisce la costante di tempo di *C* e *G* che vanno mantenute all'incirca a 0,1 μF ed 1 MΩ.

Durante la modulazione di riga la fase positiva dei segnali rende la griglia di *E* positiva e si ha una corrente di griglia

che tende a scaricare C; l'introduzione della resistenza U (di circa 1 MΩ) riduce tale effetto oltre a far risentire meno la capacità di ingresso di E sul circuito di griglia del tubo catodico.

In fig. 109 è lo schema di separatore adottato dalla RCA in un televisore commerciale. Il diodo rivelatore applica al-

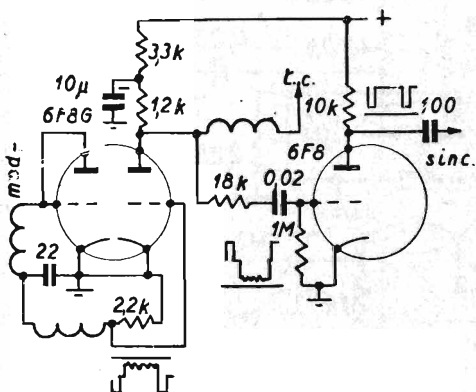



Fig. 109. – Separatore RCA.

l'amplificatore video dei segnali di sincronismo di fase negativa che giungono alla griglia del separatore con fase positiva. Sull'anodo di questo essi sono disponibili con fase negativa dovendo subire un'ulteriore amplificazione prima di essere introdotti sulla griglia degli oscillatori.

Nel separatore della Belmont di fig. 110 il triodo a destra del tubo 6SL7 è fatto funzionare con una tensione anodica bassissima e con polarizzazione automatica vicina all'interdizione, dato l'elevato valore della resistenza di fuga di griglia. Per la fase negativa che assumono i segnali video e quella positiva dei segnali di sincronismo si ha passaggio di corrente anodica solo durante i picchi di questi. Questi impulsi di corrente si trovano come impulsi di tensione negativa sulla griglia del tubo successivo, un ripetitore catodico con azione limitatrice.

La resistenza di carico anodico della seconda sezione del

tubo 6SL7 con il condensatore di 0,25 μF costituisce un circuito con costante di tempo di oltre un decimo di secondo, cioè molto lunga rispetto agli intervalli di tempo fra i vari impulsi di sincronismo, quindi la tensione anodica può essere considerata costante rispetto a questi impulsi. L'ampiezza di questi, uguale praticamente alla tensione sull'anodo del tubo separatore, è sufficiente a portare all'interdizione il limitatore. Sul catodo abbiamo impulsi la cui ampiezza non dipende dall'ampiezza dei segnali di sincronismo ma la cui forma è uguale a questi: la fase è naturalmente negativa.

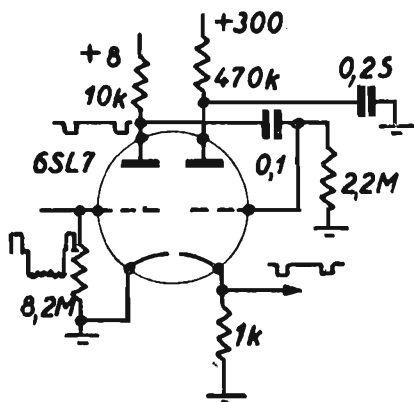



Fig. 110. – Separatore Belmont.

In figura 111 è lo schema di un complesso amplificatore separatore che dà buoni risultati facendo uso come separatore di un tubo funzionante per la curvatura della caratteristica anodica, alla cui griglia è applicato un segnale video di fase negativa, quindi con segnali di sincronismo di fase positiva.

L'amplificatore video fornisce l'amplificazione necessaria al segnale rivelato, ma il tubo catodico non è collegato direttamente all'anodo per evitare che, per la bruciatura dell'amplificatore video o per ritardo nel suo riscaldamento, si abbia anche solo per breve tempo la griglia positiva. È previsto il diodo *Z* per la reinserzione della componente continua. Frattanto l'entrata al separatore *E* è bene sia di fase negativa perciò un tubo amplificatore *R* è inserito fra il diodo e questo tubo.

Collegando *R* come ripetitore catodico si hanno vari vantaggi e cioè piccola capacità di entrata (per cui si può aumentare la resistenza *A* mantenendo invariata la gamma di frequenze amplificata) e piccola resistenza di uscita.

La fase del segnale resta invariata sul catodo, il tubo catodico va collegato allo stesso modo sia in parallelo alla resistenza *G* che a quella *U*: solo l'ampiezza del segnale risulta leggermente minore di quella presente sulla griglia di *R*.

La resistenza di carico anodico *T*, di valore uguale a *U*, permette l'accoppiamento con la necessaria inversione di fase, al separatore.

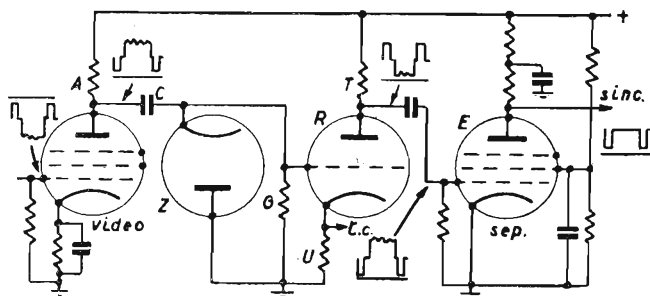



Fig. 111. – Complesso amplificatore separatore.

31. Sincronizzazione.

Dopo aver separato i segnali di sincronismo occorre inviare l'uscita del separatore agli oscillatori delle basi tempo. Non si può effettuare un collegamento diretto anzitutto perchè occorre separare i segnali fra di loro, poi perchè vi è una tensione continua ed infine occorre che l'oscillatore di riga non influenzi quello di quadro. Per evitare quest'ultima possibile influenza si possono adoperare due separatori distinti o uno con due anodi, ma normalmente si preferisce far uso di due circuiti di accoppiamento adatti come quelli separati a sinistra della fig. 112, possibilmente seguiti da due amplificatori, prima di applicare i segnali agli oscillatori. Non è superfluo insistere qui sull'influenza che può avere l'oscillatore di riga su quello di quadro, notando che in molti oscillatori si ha una notevole corrente di griglia durante il ritorno del dente di sega, corrente che produce agli estremi della resistenza, a cui va applicata la tensione sincronizzante, un

picco di tensione che può risultare applicato all'oscillatore di quadro: la frequenza di quadro non è un sottomultiplo di quella di riga e questi impulsi di tensione possono condurre ad una completa irregolarità nella sincronizzazione.

Il circuito differenziatore è un circuito di accoppiamento costituito da un condensatore ed una resistenza, di valori

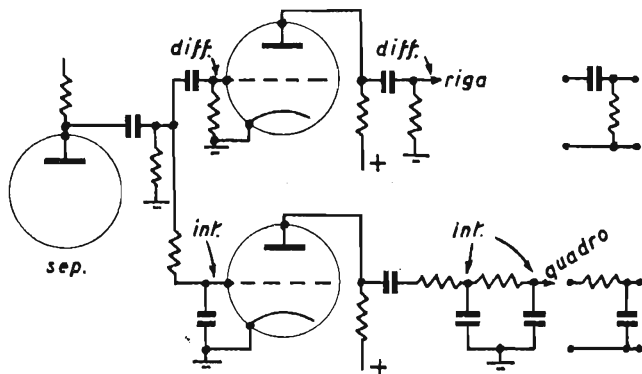



Fig. 112. – Circuiti filtro: differenziatori ed integratori.

tali da fornire una notevole attenuazione alle basse frequenze, mentre il circuito integratore è costituito dagli stessi elementi ma scelti di valore e disposti in modo tale da non essere atto a fornire una tensione con impulsi di breve durata e distanziati. Sull'anodo del separatore abbiamo disponibili tensioni di forma d'onda rettangolare ed occorre considerare come si comportano questi due circuiti di accoppiamento con onde di forma così particolare.

Le prime due righe di fig. 113 rappresentano i segnali di sincronismo, di fase positiva, ottenuti all'uscita del separatore: i segnali di riga sono molto più brevi di quelli di quadro e questi si susseguono con una cadenza di due nel tempo di una riga. In tal modo il sincronismo di riga non è perduto: infatti gli impulsi A, B, C, D, E che si ottengono dopo il circuito differenziatore si susseguono alla frequenza di riga.

Osservando il segnale di sincronismo di riga si nota che non appena questo è applicato al circuito differenziatore si ha

un impulso di tensione della stessa fase del segnale, quindi positivo.

Questa tensione è applicata alla serie del condensatore e della resistenza di griglia: la tensione in definitiva applicata alla griglia del tubo successivo è quella presente sulla resistenza. Non appena si applica la tensione del segnale di sin-

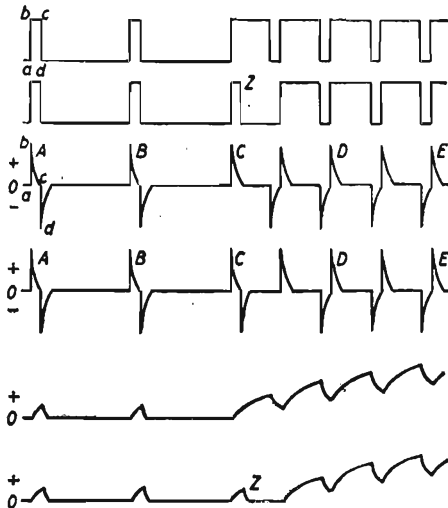



Fig. 113. – Impulsi di sincronismo risultanti dal passaggio dei segnali di sincronismo nei circuiti filtro.

cronismo tratto *a b* il condensatore è scarico, la corrente è massima e si ha una tensione massima agli estremi della resistenza di griglia,

Questa tensione si riduce secondo una legge esponenziale, portandosi con sufficiente rapidità a zero, tratto *b c*, nel tempo in cui il segnale di sincronismo si mantiene di ampiezza costante, tratto *b c*. Il condensatore frattanto si è completamente caricato e su di esso è tutta la tensione del segnale.

Quando il segnale di sincronismo si riduce a zero tratto *c d* abbiamo sulla resistenza una tensione massima di segno invertito rispetto quella precedente: questa tensione è pro-

dotta dall'interruzione improvvisa del segnale che ora richiede che il condensatore si scarichi. Nella resistenza abbiano una corrente massima e quindi di nuovo una tensione massima *c d* il cui valore si riduce esponenzialmente a zero a condensatore scarico.

Il circuito differenziatore, che ha una funzione di accoppiamento, preserva la forma del lato ascendente e discendente del segnale di sincronismo, poichè a questi lati corrispondono i lati verticali degli impulsi dopo di esso. L'ampiezza di questi risulta però ridotta rispetto quella dei segnali all'uscita del separatore. La resa, alle varie frequenze dei circuiti precedenti il separatore, deve essere ottima (e così è normalmente dato che sono i circuiti a video frequenza) altrimenti, dopo la trasmissione di una riga bianca, il segnale per ritornare al livello del nero e poi iniziare il successivo segnale di sincronismo impiega un tempo maggiore e quindi altera la forma e la posizione di questo segnale.

Così pure dopo il separatore occorre mantenere una buona resa perchè in tale caso riduzione di resa alle frequenze alte significa arrotondamento del tratto verticale dell'impulso dopo il differenziatore: tutti gli impulsi risultano ugualmente arrotondati e ciò può essere senza inconvenienti se l'ampiezza di essi si mantiene rigorosamente costante, ma se questa varia si ha un'innesco in tempi variabili con l'ampiezza. È bene mantenere il prodotto $R\,C$ di ciascun circuito di accoppiamento intorno a 100 000 in modo che se la capacità totale è di 20 pF la resistenza sia di 5000 Ω.

Quando ad un circuito differenziatore sono applicati i segnali di sincronismo di quadro, di durata molto più lunga e molto meno spaziati fra di loro il comportamento non risulta variato: ad ogni lato ascendente o discendente del segnale corrisponde un impulso ascendente o discendente dopo il differenziatore. Fra gli impulsi ascendenti, di sincronismo dell'oscillatore di riga, $C\,D\,E$ risultano altri impulsi anch'essi di fase adatta a sincronizzare l'oscillatore ma posti a metà distanza fra gli altri. Questi impulsi hanno la stessa ampiezza di $C\,D\,E$ ma non riescono a sincronizzare su loro stessi l'oscillatore (a far perdere il sincronismo di riga) perchè nell'istante in cui avvengono occorre una tensione maggiore della loro

per il sincronismo e poi perchè risultano di frequenza troppo differente da quella prodotta dall'oscillatore (confrontare fig. 97).

Vediamo ora come si comporta il circuito integratore quando ad esso applichiamo i segnali di sincronismo (fig. 113). Anzitutto occorre notare che la tensione risultante dopo di esso sulla griglia del tubo successivo è prelevata dal condensatore.

I segnali di breve durata corrispondenti alle righe applicano per breve tempo una tensione costante al circuito integratore: la tensione sul condensatore comincia ad aumentare esponenzialmente dall'istante in cui è applicato il segnale e per tutta la durata di esso. Non appena il segnale si annulla la tensione sul condensatore comincia a ridursi esponenzialmente a zero. Poichè la tensione del segnale è stata applicata per un tempo molto breve, rispetto alla costante di tempo del circuito, la tensione sul condensatore raggiunge un massimo molto limitato. Quando giunge il primo segnale di sincronismo di quadro, pur essendo della stessa ampiezza di quelli di riga, ha una durata molto maggiore, la tensione corrispondente ad esso risulta molto maggiore sul condensatore che ha avuto più tempo di caricarsi. Viene poi un'interruzione del segnale per cui comincia la scarica esponenziale del condensatore, ma questa avviene solo in piccola parte perchè si ha subito dopo l'inizio di un altro segnale di quadro che provvede ad una nuova carica. La tensione sul condensatore cresce man mano e ad un certo valore di essa si ottiene il sincronismo dell'oscillatore di quadro. In vari televisori si fa uso di due o tre circuiti integratori per ottenere una più esatta selezione degli impulsi di sincronismo quadro.

La fase degli impulsi ottenuti all'uscita del separatore e dei rispettivi circuiti filtri può essere adatta oppure no alla sincronizzazione degli oscillatori. Se l'oscillatore è di blocco occorre un impulso positivo per poter ottenere la scarica del condensatore nell'istante voluto, ma se è del tipo a multivibratore si può ottenere il sincronismo sia con fase positiva che negativa degli impulsi, a seconda del punto del circuito in cui questi sono introdotti. Nell'oscillatore di fig. 99 l'impulso di sincronismo deve avere fase negativa se introdotto

sul morsetto indicato ma se è di fase positiva lo si può applicare alla griglia del tubo *B*.

Se gli impulsi sincronizzanti hanno fase invertita rispetto quella necessaria si introduce un amplificatore che ne inverte la fase e ch'è alcune volte necessario per ottenere la tensione adatta per un buon sincronismo.

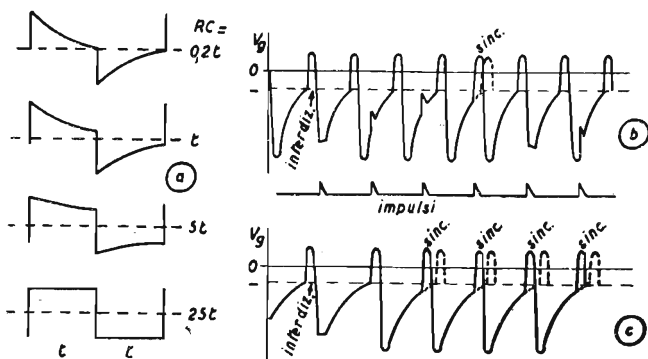



Fig. 114. – Deformazione dei segnali di sincronismo in un circuito con piccola costante di tempo e sincronizzazione di oscillatori con frequenza propria più alta e più bassa degli impulsi di sincronismo.

Per sincronizzazione di un oscillatore si intende l'introduzione di segnali che forzano l'oscillatore a produrre l'esatta frequenza e cioè ad assumere la stessa frequenza degli impulsi di sincronismo. L'oscillatore è già regolato in modo da oscillare ad una frequenza molto vicina a quella esatta per cui è facile ottenere tale sincronizzazione. Vediamo ora che differenza vi è se l'oscillatore funziona ad una frequenza propria maggiore o minore di quella di sincronismo (fig. 114). Se l'oscillatore funziona ad una frequenza maggiore, come in *b*), appena giungono gli impulsi di sincronismo questi cadono in istanti in cui la tensione sulla griglia è molto negativa e sommandosi ad essa (fig. 97 *c*) non riescono a farle oltrepassare l'interdizione e sincronizzare l'oscillatore. Dopo alcuni impulsi si ha l'ampiezza somma sufficiente e l'oscillatore è sincronizzato, ma le sue costanti elettriche sono di valore tale da fargli tendere a perdere questo sincronismo, perchè natu-

ralmente ogni oscillazione tende ad avvenire in un tempo più breve di quello imposto dal sincronismo, come tratteggiato in fig. 114 *b*).

Quando la frequenza dell'oscillatore locale è più bassa di quella degli impulsi di sincronismo si ha una grande stabilità di sincronismo perchè ogni periodo, prima che sia compiuto,

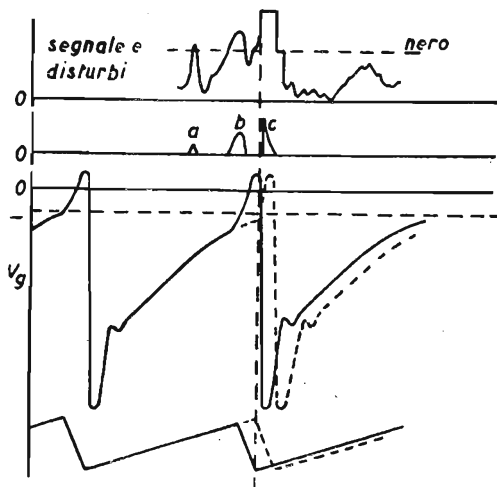



Fig. 115. – Perdita del sincronismo a causa di disturbi (modulazione negativa).

è limitato dall'impulso di sincronismo e se ne inizia uno nuovo anch'esso limitato da un altro impulso. In questo caso gli impulsi giungono sempre verso la fine dell'esplorazione di riga mentre nel primo caso essi giungono verso il principio e se si perde il sincronismo per una riga si ha la perdita per varie righe prima che esso si stabilizzi.

È facile notare quando l'oscillatore di riga è regolato ad una frequenza minore dei segnali di sincronismo perchè, facendo funzionare il televisore senza accordarlo sul trasmettitore, si ha una rigatura sullo schermo più rada di quando giungono i segnali di sincronismo (che conferiscono anche una

fissità molto maggiore alla rigatura e spengono i ritorni di riga e di quadro).

I disturbi possono influire sul sincronismo se raggiungono un livello tale sul rivelatore da essere paragonabili all'ampiezza dei segnali di sincronismo. Un impulso dovuto ad essi che giunga un piccolo intervallo di tempo prima dell'impulso di sincronismo provoca la scarica del condensatore prima del tempo e il disallineamento di una riga (fig. 115). Ma se le interferenze sono molto accentuate e di maggiore durata si ha una distorsione più o meno ampia dell'immagine. Per evitare un tale inconveniente si ricorre a basi tempi che risentano solo dopo un notevole tempo delle variazioni nella frequenza degli impulsi di sincronismo o si fa uso di un doppio limitatore del segnale di sincronismo in modo che il primo lo separa dal segnale video e l'altro ne limita l'altezza, eliminando l'eventuale modulazione di ampiezza dovuta all'interferenza.

Questo secondo metodo è utile specialmente quando la modulazione della portante è positiva perchè in tal caso la tensione dei disturbi sommandosi alla portante non fa sentire la sua influenza come nel caso di modulazione negativa, con segnali di sincronismo alla massima ampiezza di modulazione. Il metodo del doppio limitatore (affettatore, slicer, come lo chiamano gli inglesi) non permette però una completa eliminazione dell'influenza dei disturbi sul sincronismo come il sistema americano di controllo automatico di frequenza e fase dell'oscillatore.

32. Controllo automatico di frequenza.

Per ottenere l'esatto alternarsi delle righe dovute ad un quadro dispari ed a un quadro pari è necessario che il segnale di sincronismo di quadro sia sempre della stessa ampiezza, altrimenti le righe risultano sovrapposte e l'immagine molto più confusa.

Gli americani hanno introdotto nel loro sistema di trasmissione degli impulsi detti eguagliatori, che precedono e seguono quelli di quadro: questi impulsi sono più brevi di quelli di riga e sono spaziati fra di loro di mezza riga. In tal

modo prima che giungano i segnali di quadro questi impulsi, che intanto mantengono il sincronismo di riga, fanno sì che sia per i quadri dispari che per quelli pari il condensatore dell'integratore risulti ugualmente scarico.

Infatti essi producono delle tensioni ancora più ridotte di quelle corrispondenti ai segnali di riga (fig. 113); quindi

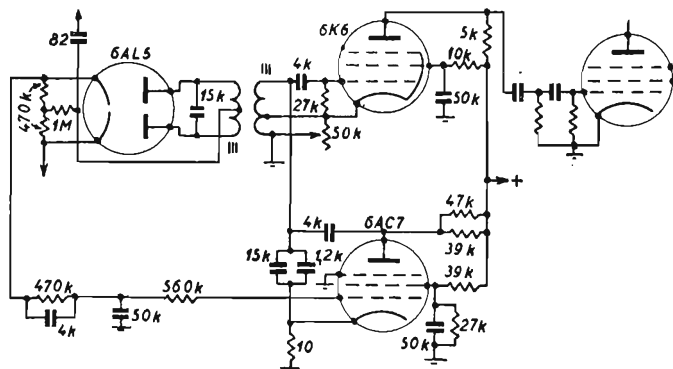



Fig. 116. – Oscillatore di riga con controllo automatico della frequenza.

non vi è pericolo che per i quadri dispari il segnale Z faccia ottenere sul condensatore una tensione Z che non sia completamente annullata prima del successivo segnale di quadro, altrimenti questo caricherebbe il condensatore ad una tensione un po' maggiore ed un po' prima avverrebbe il sincronismo di quadro.

Come per il segnale di quadro gli americani introducono maggiori complicazioni nei televisori per assicurare al sincronismo di riga una costanza non dipendente da ogni singolo segnale ma dalla frequenza dei segnali di sincronismo. Hanno quindi applicato in televisione gli stessi principi del controllo automatico di frequenza delle super.

In fig. 116 è lo schema di parte del televisore RCA 630 TS e cioè del tubo discriminatore di frequenza 6AL5, dell'oscillatore di riga 6K6 e del tubo di controllo 6AC7.

Il pentodo 6K6 è l'oscillatore la cui capacità di accordo è di 16 200 pF, in serie con una resistenza di 10 Ω; questa ha

un valore trascurabile quanto al funzionamento dell'oscillatore. La bobina dell'oscillatore funziona anche come primario del trasformatore del discriminatore. In parallelo alla capacità di accordo vi è il tubo di controllo costituito da un pentodo 6AC7 a pendenza elevata. Nella resistenza di 10 Ω abbiamo così due correnti: una è la corrente anodica del tubo 6AC7 l'altra è la corrente AF del circuito oscillatorio. Alla frequenza di riga di 15 750 Hz il condensatore di 16 200 pF ha una reattanza di 620 Ω circa: la corrente circolante in esso e nella resistenza di 10 Ω in serie è puramente capacitiva, è in anticipo sulla tensione agli estremi del circuito oscillatorio di circa 90°. Questa corrente nella resistenza di 10 Ω produce una tensione in fase quindi la tensione sul catodo è in anticipo di 90°. Poichè la tensione agli estremi del circuito oscillatorio è applicata all'anodo del tubo di controllo (attraverso un condensatore di grande capacità e quindi di reattanza trascurabile) le tensioni sul catodo e sull'anodo di questo sono sfasate di 90°, con quella catodica in anticipo.

La tensione di polarizzazione applicata alla griglia di controllo è di — 2 V, quindi il catodo risulta positivo di 2 V rispetto ad essa. La tensione oscillante sul catodo renderà questo più positivo o meno a seconda del proprio segno, e corrispondentemente la griglia sarà più o meno negativa, cioè la tensione della griglia risulta sfasata di 180° rispetto quella del catodo, con catodo a tensione fissa.

Il tubo di controllo funziona quindi come se la tensione oscillante fosse applicata alla sua griglia e dato lo sfasamento suddetto essa deve risultare in ritardo di 90° rispetto alla tensione applicata all'anodo.

Una tensione alternata applicata fra griglia e catodo produce una componente alternata nella corrente anodica in fase con essa, quindi la tensione oscillante suddetta applicata alla griglia produce una corrente anodica in ritardo rispetto alla tensione anodica di 90°. Il tubo di controllo si comporta come un'induttanza perchè in questa si ha uno sfasamento in questo senso.

Osservando la caratteristica mutua del pentodo di controllo si nota come aumentando la tensione negativa di griglia la pendenza si riduce sempre più, quindi aumentando la pola-

rizzazione negativa si ha una diminuzione nella variazione della corrente anodica per un segnale di una data ampiezza applicato alla griglia. Adoperando il tubo come controllo si verifica lo stesso comportamento, e poichè esso funziona come un'induttanza abbiamo che per un aumento della polarizzazione la variazione di corrente si riduce, la reattanza che apparentemente le corrisponde è aumentata e così pure l'induttanza.

Il tubo di controllo è collegato in parallelo al circuito oscillatorio: risultano due induttanze in parallelo, quella del primario del trasformatore del discriminatore e quella equivalente al tubo. Quest'ultima è variabile ed è controllata in ciò dalla resa del discriminatore, si ha così la possibilità di controllare automaticamente la frequenza dell'oscillatore di riga.

Il secondario del trasformatore del discriminatore è collegato con gli estremi ai due anodi del doppio diodo, applicando ad essi in opposizione di fase la tensione che vi induce il circuito oscillatorio. Il secondario è con presa centrale e così pure le due resistenze di carico dei diodi hanno una presa centrale a cui fa capo un circuito differenziatore che vi fa pervenire gli impulsi a frequenza di riga provenienti dal secondo amplificatore di sincronismo. Questi impulsi attraverso il secondario del trasformatore risultano in fase sui due anodi, quindi le tensioni risultanti su questi non sono uguali.

In fig. 117 sono disegnati un po' esagerati per renderli più chiari i tre casi che si possono verificare e cioè frequenza dell'oscillatore uguale a quella dei segnali di sincronismo, più bassa di questo o più alta.

Quando la frequenza dell'oscillatore è esatta gli impulsi che risultano applicati agli anodi dei diodi risultano a 0° o a 180°, la tensione indotta nel secondario non apporta il suo contributo all'ampiezza degli impulsi e questi, essendo uguali producono, raddrizzati, due tensioni uguali sulle resistenze di carico dei diodi: risultato finale nessuna variazione nella tensione di polarizzazione del tubo di controllo.

Se la frequenza dell'oscillatore è più bassa di quella dei segnali di sincronismo gli impulsi relativi a questi giungono sugli anodi sommandosi alla tensione indotta nel secondario: i due anodi non ricevono più le stesse tensioni e sulla resi-

stenza di carico superiore risulta una tensione maggiore che sull'altra e la polarizzazione di griglia del tubo di controllo è ridotta. In esso circola una maggiore corrente, ad esso equivale ora una minore induttanza in parallelo a quella del circuito oscillatorio e la frequenza prodotta dall'oscillatore aumenta.

Se la frequenza prodotta dall'oscillatore è più elevata di

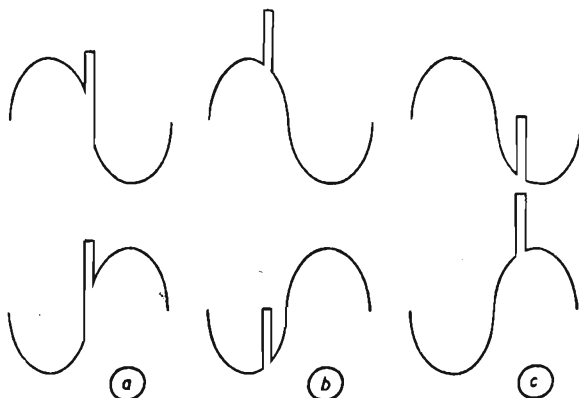



Fig. 117. – Coincidenza dei segnali di sincronismo.

quella dei segnali di sincronismo risulta una tensione maggiore sulla resistenza di carico del diodo inferiore, la polarizzazione è aumentata e il tubo di controllo equivale ad un'induttanza maggiore in parallelo a quella del circuito oscillatorio e la frequenza prodotta da questo diminuisce.

Dalla resistenza superiore di carico dei diodi alla griglia del tubo di controllo non abbiamo un collegamento diretto ma attraverso un complesso di resistenze e condensatori la cui costante di tempo è notevolmente elevata. Quando avviene uno spostamento fra la frequenza dell'oscillatore e quella dei segnali di sincronismo si ha immediatamente una resa dal discriminatore di segno adatto ad operare l'opportuna correzione. Questa resa risulta anche quando interferenze violente lo raggiungono e tendono a far variare il sincronismo, ma il circuito di filtro suddetto fa avvenire lentamente le

variazioni della tensione applicata alla griglia del tubo di controllo. Le scariche atmosferiche o altri disturbi dello stesso tipo producono impulsi di frequenza maggiore e minore di quella dell'oscillatore, buona parte delle variazioni di tensione prodotte dal discriminatore si annullano durante il loro prodursi e solo piccole variazioni di polarizzazione accidentali possono raggiungere la griglia del tubo di controllo. Risulta così un'azione sincronizzante basata sulla media della frequenza dei segnali di sincronismo.

La resistenza regolabile fra catodo del tubo oscillatore e massa permette una più adatta sincronizzazione senza influire sulla frequenza: è il controllo di riga. Con questo sistema sono eliminati gli spostamenti laterali di una o più righe e gli spostamenti rapidi verticali dell'immagine e si realizza un più perfetto alternarsi delle righe. Ma se si verifica una scarica molto violenta e molto prolungata è possibile che si perda il sincronismo e questo può essere normalmente riacquistato con un po' di lentezza data la lunga costante di tempo del circuito.

33. Deviazione elettrostatica.

Applicando le uscite delle due basi tempo alle due coppie di placchette deviatrici di un oscillografo si ha la completa esplorazione dello schermo quando le tensioni relative sono sufficientemente ampie.

Le dimensioni che l'immagine deve avere sullo schermo sono generalmente determinate dal diametro massimo di questo (fig. 118). Immaginiamo che il rapporto fra la lunghezza dell'immagine L e l'altezza A sia di 1,33, conoscendo il diametro dello schermo si possono ottenere le due dimensioni

$$L = D / \sqrt{1 + \frac{1}{1{,}33^2}} = 0{,}8\, D$$

$$A = D / \sqrt{1 + 1{,}33^2} = 0{,}6\, D$$

Ma le dimensioni così calcolate non sono obbligatorie in quanto si può effettuare un taglio degli angoli, in cui normalmente non risultano mai particolari interessanti della scena,

ed aumentare quindi in proporzione le dimensioni dell'immagine. Una tale pratica è necessaria specialmente quando si fa uso di tubi catodici con schermo da 15 a 20 cm di diametro mentre con quelli con diametri minori la lunghezza L va mantenuta uguale al diametro D. È necessario mantenere l'immagine quanto più grande è possibile perchè il punto tracciato dal fascetto catodico sullo schermo risulta in proporzione più grande per i tubi piccoli e quindi si ha anche in proporzione una riduzione nella definizione dell'immagine.

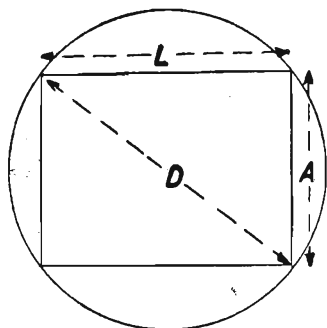



Fig. 118. – Dimensioni dell'immagine relativa al diametro dello schermo.

Stabilita la dimensione in millimetri che deve avere l'immagine si deve tenere presente la sensibilità di deviazione in mm/V posseduta da ogni coppia di placchette. Questa sensibilità è dovuta a caratteristiche costruttive del tubo e cioè progetto del sistema di deviazione, distanza dallo schermo, tensione anodica di alimentazione.

Quanto più lungo è il tubo tanto minore risulta la deviazione angolare per uno stesso spostamento lineare e si ha maggiore sensibilità, mentre questa si riduce se si aumenta la tensione anodica (che d'altra parte non può essere portata ad un valore basso altrimenti si ha un'immagine poco luminosa). La sensibilità non è la stessa per le due coppie di placchette e si farà uso, per la deviazione orizzontale, di quelle montate più lontano dallo schermo.

Con un tubo di 125 mm di diametro ed una sensibilità di 0,39 mm/V e 0,42 mm/V abbiamo

$$L = 100 \text{ mm} \qquad V_0 = 238 \text{ V}$$

$$A = 75 \text{ mm} \qquad V_v = 192 \text{ V}$$

Le tensioni di deviazioni ottenute sono piccole ma quando il tubo è di grandi dimensioni è facile che occorrano più di

1000 V per ognuna delle deviazioni. Un oscillatore a denti di sega fornisce una tensione di uscita che abbiamo detto può normalmente raggiungere i 50 V, quando ci si accontenta di una linearità ridotta del dente; con tensione di alimentazione di 350 V si possono ottenere circa 30 V.

Per l'amplificazione di questa tensione, sino ad avere una

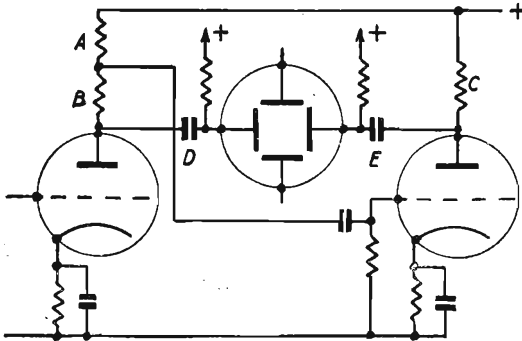



Fig. 119. – Amplificatore in confrofase per deviazione elettrostatica.

uscita dell'ordine di 200 ÷ 300 V si fa uso di un controfase di due triodi, ad es. 6F8, 6N7. Quando occorrono tensioni di deviazione dell'ordine di 1000 V si alimenta anzitutto l'oscillatore con una tensione anodica di oltre 1000 V e si ottengono 70 ÷ 100 V che sono amplificati da un controfase di adatti triodi anch'essi alimentati ad oltre 1000 V.

Lo schema generalmente adottato è quello di fig. 119 in cui l'entrata al secondo tubo è ottenuta suddividendo l'uscita amplificata del primo (il rapporto $A + B/A$ dev'essere uguale al guadagno fornito dal secondo tubo con carico C). In un simile tipo di amplificatore si ha distorsione della frequenza fondamentale dell'onda amplificata se la costante di tempo dei condensatori di accoppiamento e delle resistenze di griglia non è sufficientemente elevata e si ha distorsione delle armoniche più elevate se la costante di tempo delle resistenze di accoppiamento e delle capacità distribuite è alta.

Per l'amplificatore a frequenza quadro non occorrono spe-

ciali precauzioni perchè anche adottando valori usuali per l'amplificatore si amplificano molto uniformemente frequenze dell'ordine di 2000 Hz (40ª armonica): la necessità di questa amplificazione è facilmente rilevabile dalla fig. 120 in cui si vede, per un'onda quadra ed una a denti di sega, la necessità di amplificare uniformemente armoniche di ordine quanto

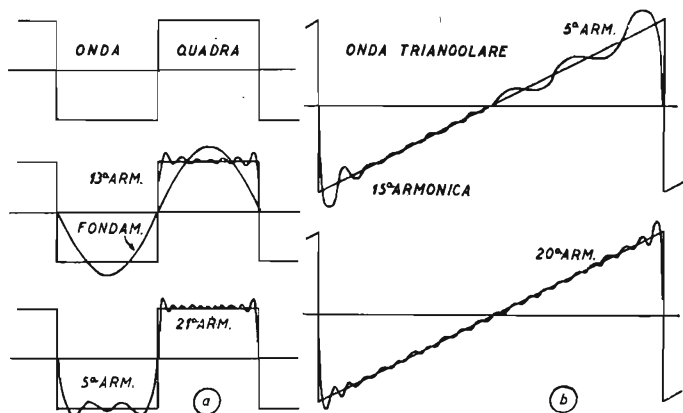



Fig. 120. – Forme d'onda ed armoniche necessarie per la loro riproduzione.

più elevato è possibile per ottenere il massimo avvicinamento alla forma d'onda ideale.

Per la frequenza di riga occorre che la frequenza massima da considerare sia di almeno 150 000 Hz ed in base a tale frequenza ed alle capacità distribuite va calcolata la resistenza di carico anodico.

I condensatori di accoppiamento D e E debbono essere di tipo adatto a funzionare alla tensione di alimentazione del tubo, cioè da 1000 a 6000 V.

Invece di un controfase di tubi accoppiati a resistenza capacità si può adoperare un triodo con trasformatore di accoppiamento con le due placchette del tubo. Ciò costituisce una notevole semplificazione del circuito ma la costruzione del trasformatore richiede particolari cure.

L'induttanza del primario dev'essere molto elevata in modo

che alla frequenza dell'oscillatore di quadro la sua reattanza risulti molto più elevata della resistenza interna del tubo. Inoltre la capacità distribuita del secondario e l'induttanza dispersa di questo debbono essere quanto più ridotte è possibile per ottenere una buona resa per le armoniche elevate. Ma una delle maggiori difficoltà è introdotta dalla corrente anodica del tubo e dalla possibilità che il nucleo introduca distorsione di ampiezza se si deve ottenere una notevole tensione sul secondario. Questo può avere una presa centrale da collegare all'anodo del tubo catodico o una resistenza con presa centrale in parallelo ad esso da collegare ugualmente all'anodo.

Raramente si fa uso di un trasformatore di accoppiamento ad un tubo con deviazione elettrostatica perchè il triodo amplificatore richiede una notevole corrente e generalmente si preferisce adottare due tubi con tensione anodica molto maggiore ma minore corrente anodica.

In fig. 121 è lo schema di un complesso per la deviazione di quadro e di riga di un tubo elettrostatico. In fig. 122 sono gli oscillogrammi che si possono osservare nei vari punti dello schema precedente collegando un normale oscillografo fra ognuno di essi e massa. Sotto ad ogni oscillogramma è indicata la frequenza a cui va regolata la base dei tempi orizzontale dell'oscilloscopio e lateralmente ad essi l'ampiezza in volt, da cresta a cresta, che in media si deve riscontrare quando il televisore è in piena efficienza ed il contrasto è regolato per far risultare sulla griglia del tubo catodico una cinquantina di volt. Nell'oscillogramma e di fig. 122 si ha una leggera distorsione della forma d'onda del segnale di sincronismo dovuta all'accoppiamento a resistenza e capacità con l'oscilloscopio.

34. Deviazione elettromagnetica.

Facendo circolare in due bobine collegate in serie e montate ai due lati del collo di un tubo catodico una corrente a denti di sega si ha una deviazione lineare, ortogonale all'asse delle bobine, del fascetto catodico.

Le coppie di bobine sono due, una montata con l'asse oriz-

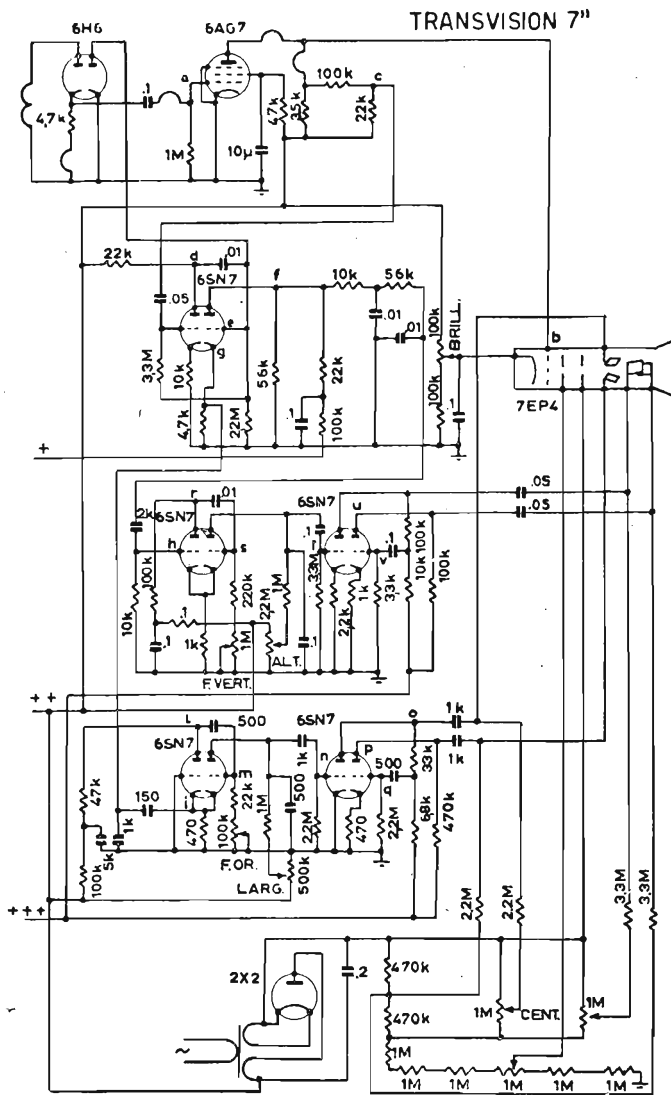



Fig. 121. – Complesso di deviazione per tubo elettrostatico.

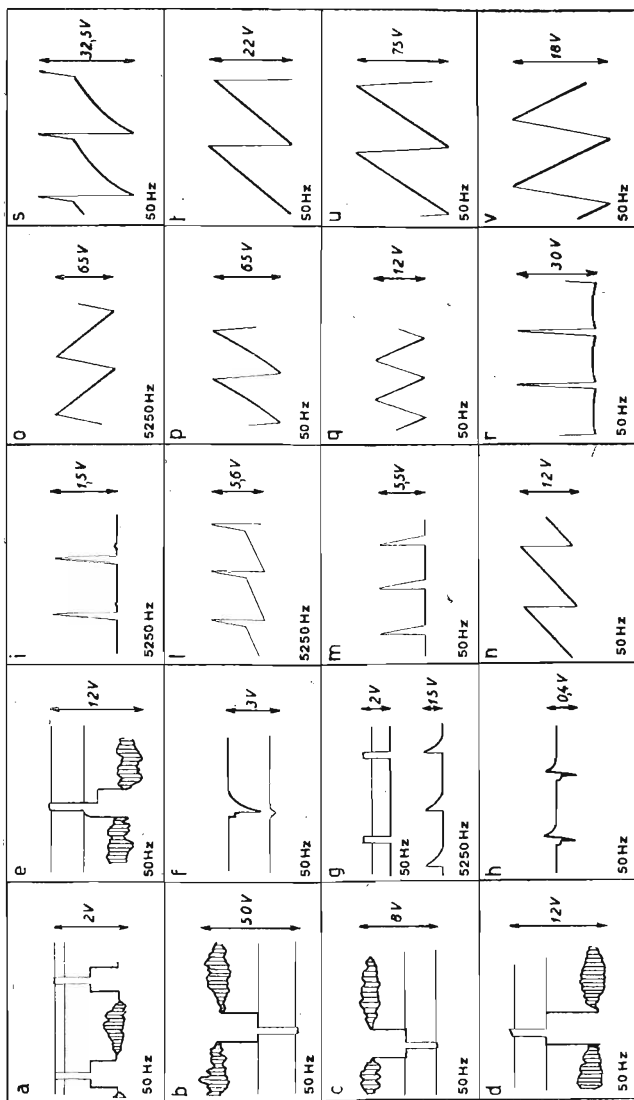



Fig. 122. – Oscillogrammi ottenuti nei vari punti del circuito di fig. 121.

zontale, l'altra verticale, e dai due campi combinati si ottiene la rigatura completa dello schermo applicando ad esse tensioni di adatta forma d'onda, frequenza e ampiezza. I campi magnetici debbono essere uniformi perciò si dovrebbe far uso di bobine di grande diametro (fig. 4), ma con ciò si ha l'allontanamento dell'altra coppia di bobine per cui si ricorre a bobine rettangolari, ripiegate lungo il collo del tubo e disposte come in fig. 123. La seconda coppia di bobine, non disegnata

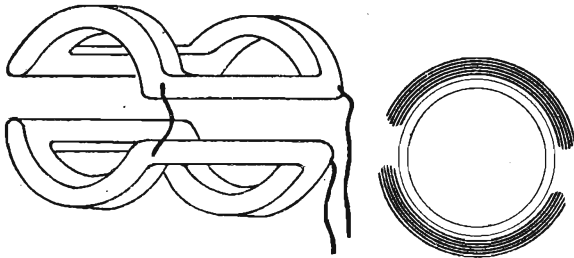



Fig. 123. – Bobine di deviazione.

in figura è montata in modo da essere ripiegata al disopra dei bracci orizzontali di quelle illustrate. Il campo magnetico risultante è sufficientemente uniforme e si ha il vantaggio che le bobine possono, con questa disposizione, essere montate immediatamente dopo il sistema di concentrazione del fascetto catodico ed avere la lunghezza per assicurare un buon percorso al fascetto nel loro campo magnetico. Infatti l'intensità di questo, e quindi il numero di amperspire da cui è generato, è proporzionale alla tensione anodica di accelerazione del tubo catodico e alla distanza fra i punti più lontani da raggiungere sullo schermo ed è inversamente proporzionale alla distanza fra lo schermo e l'asse delle bobine ed alla lunghezza delle bobine stesse.

Di due tubi aventi lo stesso diametro dello schermo quello più lungo permette un'esplorazione completa di esso con una minore intensità del campo magnetico, perchè più grande è la distanza fra il centro delle bobine e lo schermo e perchè essendo il collo in proporzione più lungo che nell'altro le bobine possono essere costruite più lunghe.

La deviazione ottenuta con un tipo di bobine è difficile da calcolare e più che altro va determinata sperimentalmente. In fig. 124 è la sensibilità di deviazione che si ottiene con un tubo di 22 cm di diametro e lungo 48 cm con piccole bobine con nucleo di ferro lungo (nel senso del fascetto catodico) una diecina di millimetri. Le bobine avvolte per la devia-

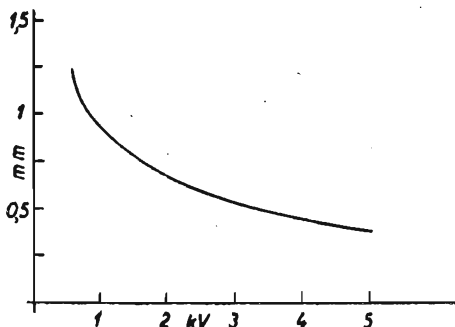



Fig. 124. – Sensibilità di deviazione con un dato tipo di bobine al variare della tensione anodica di accelerazione.

zione di riga o di quadro hanno differenti caratteristiche quanto a numero di spire e induttanze e resistenze.

Si è detto che nelle bobine di deviazione deve circolare una corrente di forma a denti di sega per ottenere una deviazione lineare nel tempo ed un rapido ritorno. Questa corrente per l'induttanza e la resistenza propria delle bobine non può essere ottenuta applicando ad esse una tensione a denti di sega, com'è prodotta dai normali oscillatori studiati, ma da un generatore che abbia una resistenza r in serie al condensatore, come nel caso di fig. 100

In fig. 125 l'induttanza e la resistenza delle bobine sono disegnate in serie e cioè come se si disponesse di un'induttanza senza resistenza e di resistenza senza induttanza separate. In entrambe deve circolare una corrente a denti di sega quindi alla resistenza va applicata una tensione a denti di sega mentre all'induttanza ne va applicata una di forma rettangolare come disegnato accanto.

Quando si applica una tensione ad un'induttanza si ha il fenomeno inverso che nella carica di un condensatore: la tensione è massima mentre la corrente aumenta esponenzialmente nel tempo. Per un primo tratto, come per la tensione nella carica di un condensatore, la corrente aumenta in modo lineare nel tempo. Interrompendo la tensione applicata, dopo il tempo in cui la corrente è aumentata linearmente, si ha una riduzione nella corrente circolante dal valore massimo raggiunto a zero, in un tempo non molto piccolo, perchè il campo magnetico prodotto in precedenza tende a mantenerla durante la sua dissipazione. Se riapplichiamo la tensione dopo questo tempo di riduzione della corrente a zero abbiamo nuovamente una corrente che aumenta linearmente nel tempo, quindi con l'andamento a dente di sega che si voleva. Applicare ad un'induttanza la tensione di una batteria, interromperla dopo un certo tempo ed ancora riapplicarla dopo un breve tempo è lo stesso che applicare all'induttanza una tensione di forma d'onda rettangolare, riducentesi periodicamente a zero.

Dalla combinazione della forma d'onda a denti di sega con quella rettangolare risulta una forma d'onda trapezoidale, disegnata in fig. 125 accanto alla serie dell'induttanza e della resistenza, e cioè essa è la forma d'onda della tensione da applicare in pratica alle bobine di deviazione, molto simile a quella dell'oscillatore di fig. 100.

La tensione a denti di sega prodotta dall'oscillatore è amplificata prima di essere applicata alla coppia di bobine di deviazione. Queste sono raramente introdotte direttamente sull'anodo dello stadio finale; è più pratico far uso di un trasformatore di adattamento ed avvolgere le bobine con un numero di spire molto più piccolo. In ogni caso sull'anodo dell'amplificatore vi è un'impedenza di carico e data la forma particolare della corrente che vi deve circolare occorre fare delle considerazioni.

Quando una corrente circolante in una coppia di bobine di deviazione varia si ha l'autoinduzione di una forza controelettromotrice che si oppone alla variazione della corrente: essa è data da

$$E = L \frac{d\,I}{d\,t}$$

Se la corrente ha la forma di fig. 94, l'intensità massima di 1 ampere e chiamiamo t_1 e t_2 il tempo di andata e quello di ritorno abbiamo per ogni variazione in un senso

$$e_1 = L \frac{I}{t_1} \qquad e_2 = - L \frac{I}{t_2}$$

cioè nell'andata la forza controelettromotrice ha un segno e nel ritorno un'altro. Il rapporto fra questi due tempi è di $54{,}4/9{,}6 = 5{,}7$. Se l'induttanza della bobina è di 5 mH e la corrente di 0,5 A la forza controelettromotrice indotta durante l'andata è di 46 V e quella di ritorno di $46 \cdot 5{,}7 = 262$ V.

Fig. 125. – Corrente nelle bobine di deviazione e tensione applicata.

Immaginiamo che il trasformatore abbia un rapporto di 10 : 1 per poter adattare l'impedenza di carico ottima per l'anodo del tubo finale a quella presentata dalle bobine di deviazione. Le tensioni suddette saranno riportate sul primario moltiplicate per questo rapporto e cioè avranno 460 e — 2 620 V. La seconda di queste tensioni è ancora maggiore in pratica, anche doppia, perchè la prima parte discendente del ritorno risulta più verticale e quindi in un tempo minore si ha una variazione corrispondente ad una notevole percentuale di tutta la variazione di corrente.

Per la maggiore importanza che hanno le capacità distribuite alle frequenze elevate occorre considerare separatamente la deviazione riga da quella quadro. Nella prima risulta un'elevata forza controelettromotrice, per la seconda ha importanza la resistenza in serie dei circuiti.

È importante notare come la fase della tensione applicata alla griglia del tubo finale deve essere positiva per la deviazione e negativa per il ritorno perchè questo risulti sufficientemente rapido. Se la fase della tensione applicata alla griglia

è positiva durante il ritorno l'elevata extra tensione, che abbiamo visto si viene a produrre, è di segno negativo. Ciò ha semplicemente l'inconveniente che per raggiungere tale valore elevato l'anodo passa per la zona fortemente incurvata della caratteristica, a cui corrisponde una resistenza interna molto bassa. Il circuito risulta fortemente smorzato ed il tempo di ritorno molto aumentato.

Consideriamo il funzionamento del trasformatore di uscita per la deviazione di riga: lo schema elettrico equivalente di esso può essere notevolmente semplificato (fig. 126) ritenendo che: il coefficiente di accoppiamento sia uguale all'unità (esso può essere praticamente portato a 0,995), che la capacità del secondario sia trascurabile, che la resistenza del primario non influisca sulla resa.

Le indicazioni relative ai vari componenti il circuito rappresentano i seguenti valori:

$S\,V_g$ è la corrente che il tubo, un pentodo, fornisce al circuito;

R_1 è il parallelo della resistenza interna del tubo e della resistenza rappresentante le perdite nel ferro del trasformatore;

C è la capacità distribuita del circuito primario;

L_p è l'induttanza del primario;

R è la somma delle resistenze ohmiche del secondario e delle bobine di deviazione riportate al primario (quindi moltiplicate per n^2);

L è l'induttanza delle bobine di deviazione L_B riportata al primario (moltiplicata per n^2) più l'induttanza di dispersione del primario $\left(\frac{L_p(1-k^2)}{k^2}\right.$ per cui riteniamo $\left.k = 0{,}995\right)$;

n è il rapporto di trasformazione.

Durante la deviazione di una riga, per il tempo t_1, la corrente nelle bobine di deviazione deve variare in modo lineare nel tempo t quindi in ogni istante essa è una frazione della

variazione totale di corrente I necessaria alla deviazione massima

$$i = I \frac{t}{t_1}$$

Durante la deviazione si ha la produzione di una forza controelettromotrice

$$E = \frac{I}{t_1 n} (R_t + L)$$

che rende negativo l'anodo del tubo e in definitiva riduce la tensione anodica presente su di esso. Il tubo fornisce una corrente di cui la parte circolante in L varia linearmente col tempo, come mostrato in fig. 125, e la tensione V è la combinazione di due tensioni, una costante sull'induttanza ed una variabile linearmente sulla resistenza R.

L'altra parte della corrente circola in R_1 C e L_p in parallelo.

Fig. 126. – Circuito equivalente del trasformatore di uscita.

Il tubo deve quindi fornire una corrente costante, una lineare ed una quadratica: quest'ultima va ridotta in modo da risultare trascurabile rispetto quella lineare e ciò si ottiene adottando

$$L_p = 50\,000\ t_1\ R \qquad \text{in mH, } \Omega \text{ e sec}$$

ritenendo che $t_1 = 54{,}4$ μsec

$$L_p = 2{,}7\ R$$

Per ottenere un rendimento buono R deve essere ridotto quanto più è possibile ma in tal caso anche L_p risulta troppo ridotto.

I valori di R ed L sono stabili in base al ritorno di riga.

Alla fine della deviazione di riga la griglia del tubo è resa istantaneamente molto negativa, ma la corrente nella bobina non può ridursi di colpo a zero e si debbono calcolare gli ele-

menti del circuito in modo ch'essa abbia il valore giusto al principio della successiva deviazione. Il circuito consta di induttanza, capacità e resistenza quindi esso può essere oppur no un circuito oscillatorio a seconda del valore della resistenza, ma nel caso in esame occorre mantenere il rapporto R/L basso e si ha la condizione oscillatoria del circuito. Il numero di

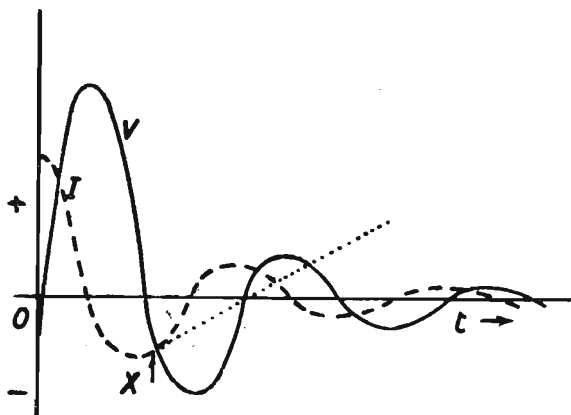



Fig. 127. – Oscillazioni smorzate.

oscillazioni prodotte prima che la corrente si riduca praticamente a zero dipende dallo smorzamento del circuito, ma tale condizione si deve verificare nel tempo ammesso per il ritorno altrimenti si ha distorsione dell'immagine.

Consideriamo l'andamento della corrente nel caso di condizioni oscillatorie del circuito: da un massimo positivo essa si porta a zero quindi raggiunge un massimo negativo X (figura 127). Dopo tale punto la variazione di corrente assume un andamento simile a quello durante la deviazione di riga quindi il punto X va considerato come la fine del ritorno, ma occorre che dopo di esso non si verifichi più un andamento oscillatorio della corrente. Questo risultato può essere ottenuto scegliendo i valori di R_1 e C in modo che la corrente costante da loro richiesta all'inizio della deviazione sia uguale a quella attraverso L alla fine del ritorno. In tal modo il tubo deve fornire

solo la corrente lineare durante la deviazione, poichè la corrente costante è fornita dall'oscillazione negativa durante il ritorno, purchè l'inizio di questa corrente coincida con la fine del ritorno. Tali condizioni, a cui corrispondono oscillazioni successive tanto piccole da non fornire una distorsione apprezzabile, sono ottenute dando ai componenti i seguenti valori

$$L = 9\,000/C \qquad \text{in mH, F}$$
$$R_1 = 2\,330/C \qquad \text{in k}\Omega\text{, pF}$$

Comunemente si parte da valori noti di L ed R delle bobine di deviazione e della corrente I necessaria alla deviazione massima e si deve trovare L_p e n. C è parzialmente dato dalla capacità dell'anodo e della filatura, è incognita la parte dovuta all'avvolgimento del primario, che, per quanto suddiviso, ha una capacità minima intorno ai 50 pF per cui dalle formule precedenti risulta all'incirca

$$L = 180 \text{ mH} \quad \text{ed} \quad R_1 = 45\,000 \ \Omega$$

In fig. 126 abbiamo indicato con L il valore dell'induttanza delle bobine di deviazione L_B riportata al primario,

$$L = n^2 L_B + L_p \frac{1 - k^2}{k^2} = n^2 L_B + \frac{n^2 \, 2{,}7 \, (R_S + R_B)}{100} =$$
$$= n^2 \left[L_B + \frac{2{,}7 \, (Rs + R_B)}{100} \right]$$

da cui

$$n^2 = \frac{L}{L_B + \dfrac{2{,}7 \, (Rs + R_B)}{100}} \quad \text{in mH e } \Omega$$

Ritenendo praticamente

$$L_B = 3 \text{ mH ed } R_S + R_B = 10 \ \Omega \text{ ed } L = 180 \text{ mH}$$

risulta

$$n^2 = \frac{180}{3{,}27} = 55 \qquad n = 7{,}41$$

ed ancora

$$R = n^2 (R_S + R_B) = 550 \ \Omega$$

ed

$$L_p = 2{,}7 \, R = 1\,485 \ \text{mH} = 1{,}485 \ \text{H}.$$

Se la corrente I necessaria alla deviazione massima di riga è di 0,5 A, la corrente lineare che il tubo deve fornire è data da

$$\Delta I_a = \frac{I}{n}\left(1 + \frac{R}{R_1} + \frac{L}{L_p}\right) =$$

$$= \frac{0{,}5}{7{,}41}\left(1 + \frac{0{,}55}{45} + \frac{0{,}18}{1{,}48}\right) = 0{,}076 \, A = 76 \ \text{mA}$$

è questa la variazione della corrente anodica corrispondente ai picchi negativi e positivi della tensione alternata di griglia.

Per ottenere una buona linearità occorre che la corrente anodica non scendà mai al disotto di un valore minimo, poniamo di 15 mA; la corrente anodica di riposo sarà di 53 mA.

La massima forza controelettromotrice che si ha alla fine della deviazione, quando $t = t_1$, è data da

$$E = \frac{0{,}5}{7{,}41}\left(550 + \frac{0{,}180}{0{,}000054}\right) = 262 \ \text{V}$$

e poichè la tensione anodica non può discendere al disotto di un determinato valore, per non invadere la zona di curvatura delle caratteristiche, che poniamo sia di 80 V abbiamo una tensione di alimentazione anodica di 350 V circa.

Durante il ritorno si ha una sovratensione sull'anodo data approssimativamente da

$$V = \frac{I \, 10^6}{n \, C} \qquad \text{in V, A e pF}$$

quindi nel caso sin ora esaminato risulta

$$V = \frac{0{,}5 \cdot 10^6}{7{,}41 \cdot 50} = 1\,340 \ \text{V}$$

che si sommano alla tensione di alimentazione anodica ed appaiono fra anodo e catodo: occorre che il tubo finale possa sopportare tale tensione istantanea senza pericolo di scariche fra gli elettrodi. Un tubo come l'807 americano si presta a tale scopo avendo l'anodo in testa.

Il trasformatore di uscita ha un rendimento basso, diffi-

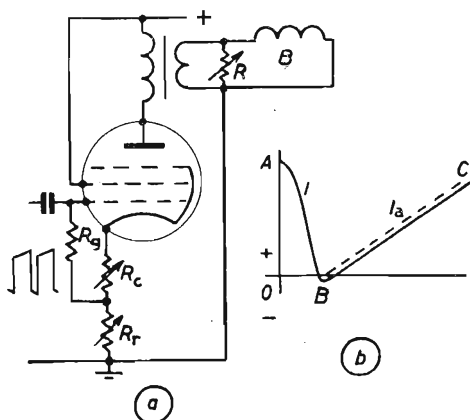



Fig. 128. – Stadio finale di deviazione elettromagnetica.

cilmente maggiore del 70%, specialmente perchè occorre che il primario abbia una piccola capacità distribuita ed un elevato isolamento con il secondario, fattori questi che aumentano l'induttanza di dispersione del primario.

In pratica il circuito finale di deviazione magnetica è secondo lo schema di fig. 128 *a*). Sul circuito catodico vi sono due resistenze di cui la R_c fornisce la tensione di autopolarizzazione ed R_c ed R_r insieme la controreazione voluta.

R posta in parallelo alle bobine di deviazione regola lo smorzamento del circuito e quindi la linearità della deviazione. Il valore da scegliere è determinato dal fatto che questa resistenza è posta in parallelo ad R_1 (fig. 126), quindi al secondario essa deve risultare con un valore massimo poniamo di $5\,R_1/n^2$.

Se la si regola ad un valore troppo basso l'inizio della de-

viazione risulta incurvato e la fine ristretta; se ad un valore troppo alto il lato sinistro della deviazione risulta troppo ampio. Anche il valore delle resistenze R_c ed R_r va trovato sperimentalmente.

Ad un basso valore di R_r corrisponde un restringimento della deviazione a sinistra ma ad un suo aumento deve provvedere un aumento dell'entrata al tubo per mantenere costante l'ampiezza del quadro. Un restringimento della deviazione a destra si verifica se la tensione di entrata è esponenziale ma anche se l'induttanza del primario del trasformatore di uscita è bassa o se si ha una tensione di alimentazione ridotta.

In fig. 128 *b*) è disegnato il comportamento della corrente nel primario del trasformatore. Alla fine della deviazione essa è massima, punto *A*, ma la corrente anodica è portata istantaneamente a zero. L'anodo si trova alla massima tensione negativa, perchè massima è la tensione sul primario. La corrente sul primario si riduce ora rapidamente e la tensione sull'anodo diventa positiva rispetto alla tensione anodica. La corrente raggiunge lo zero e lo oltrepassa ma dato lo smorzamento notevole imposto dalle perdite del nucleo del trasformatore (costituito da comuni lamierini di ferro silicio), da quelle del giogo in ferro delle bobine di deviazione e dalla resistenza *R* si ha solo un'escursione di ampiezza del 5% nel senso negativo. In tali condizioni il circuito è pronto a cominciare la nuova deviazione ed infatti in tale istante il tubo riprende a condurre e si ha il tratto *B C* in cui la corrente è lineare

In molti televisori si fa uso di uno schema simile a quello di fig. 129 in cui alla resistenza *R* di smorzamento si sostituisce un diodo convenientemente polarizzato. La resistenza fornisce uno smorzamento costante del circuito oscillatorio che risulta sull'anodo del tubo di uscita mentre il diodo lo fornisce solo in condizioni adatte, per cui si può realizzare una notevole economia nella corrente anodica del tubo finale.

Se nel circuito anodico non vi fossero perdite la corrente nel primario si ridurrebbe dal massimo *A* a zero (fig. 129 *b*), si avrebbe un picco negativo di uguale ampiezza: il circuito oscilla liberamente senza smorzamento. Praticamente anche

adoperando lamierini speciali si ha un picco negativo più ridotto. Collegando un diodo polarizzato al valore adatto quando la corrente ha raggiunto il valore B (fig. 129 *b*) e tende a riportarsi a zero entra in azione il diodo e la corrente necessaria per la deviazione della riga successiva è ottenuta per il tratto $B\ C$ dall'energia immagazzinata nel campo ma-

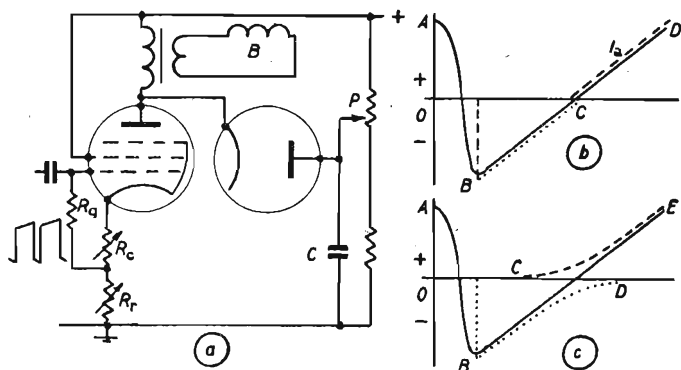



Fig. 129. – Stadio finale di deviazione elettromagnetica con diodo di smorzamento.

gnetico del trasformatore. Arrivati a C il diodo cessa di funzionare ed il pentodo rientrato in azione fornisce la corrente per il resto della deviazione da C a D.

Consideriamo in fig. 127 l'andamento della tensione sull'anodo del pentodo; essa parte da un valore inferiore a zero, per lo sfasamento non esatto esistente fra V ed I, per la resistenza del circuito, e raggiunge un massimo poco dopo che la corrente si è portata a zero. Quando la corrente raggiunge il massimo negativo in X diminuisce nuovamente per ritornare a zero, ma durante questa diminuzione vi è una piccola zona nel picco dell'onda in cui essa varia con la stessa pendenza o entità di variazione che essa deve avere per la deviazione di riga. Questa zona è quella da considerare come fine del ritorno e inizio della nuova deviazione.

Ad essa corrisponde una tensione zero sull'anodo del pentodo ed a tale istante catodo e anodo del diodo sono alla stessa

tensione per l'opportuna regolazione di P (fino a tale istante il diodo ha avuto il catodo positivo). L'oscillazione è smorzata di colpo e non può seguire più il suo andamento sinusoidale; al primario del trasformatore è applicata ora una tensione costante e la corrente che circola in esso ha un andamento lineare. L'energia immagazzinata nel campo magnetico deve ora dissiparsi gradualmente e solo una parte della corrente viene fornita attraverso il diodo, conduttore solo per il tratto punteggiato di fig. 129 *b*).

Raggiunto il punto C entra in funzione il pentodo che non è portato all'interdizione e per il controllo della griglia la corrente anodica aumenta secondo il tratto $C\,D$ tratteggiato, continuazione del precedente. Perchè la corrente anodica del pentodo sia reinserita al momento giusto occorre che la forma della tensione applicata alla griglia sia proprio tale da far scorrere una corrente lineare nell'induttanza sull'anodo dopo un tempo grande in paragone con il naturale periodo di risonanza di questa.

Ammettendo un picco negativo di corrente del 50% del positivo il pentodo deve fornire solo i 2/3 della corrente necessaria per la deviazione e ciò per un tempo uguale a 2/3 di quello di deviazione: una corrente media di circa la metà è il risultato di questo circuito.

In pratica vi sono delle deficienze che non rendono così esatto il funzionamento e cioè la resistenza dell'avvolgimento e quella interna del diodo, che danno la curvatura del tratto a punti $D\,B$. Il pentodo vien fatto entrare in funzione un po' prima sfruttando la curvatura iniziale della sua caratteristica, di senso inverso a quella prodotta dalle suddette resistenze, tratto $C\,E$ (fig. 129 *c*).

Occorre una regolazione accurata di R_c, aumentato di valore per ottener una polarizzazione molto più elevata del tubo. Portando il cursore di P verso il basso si ottiene la condizione di circuito oscillatorio non smorzato e lo si porterà man mano verso una tensione più positiva sino ad ottenere il voluto punto di innesto del diodo nel circuito. $R_{[illegible]}$ va ritoccato per eliminare le distorsioni al centro della deviazione mentre R_r regola sia l'ampiezza della deviazione che la linearità. Queste regolazioni interdipendenti vanno effettuate

inserendo un oscilloscopio su di una piccola resistenza collegata in serie alle bobine di deviazione.

Il diodo deve poter sopportare una corrente di qualche diecina di milliampere e poichè il suo catodo è collegato all'anodo del pentodo, su cui si ha una tensione elevatissima durante il ritorno, l'avvolgimento di accensione dev'essere isolato dagli altri sul trasformatore di alimentazione in modo da poter esser assoggettato a tensioni dell'ordine di 2000 V. Si fa uso sovente di diodi ad accensione diretta (fig. 130) che fanno uso di un avvolgimento sul trasformatore di uscita.

È difficile poter calcolare il numero di spire necessarie per la voluta accensione data la particolare forma d'onda, e lo si determina con qualche prova.

In fig. 131 sono indicate le varie condizioni di tensioni e correnti nel circuito. Alla griglia dell'oscillatore è inviata una tensione come in *a*), cioè i segnali di sincronismo separati e di fase positiva. Il circuito comprendente il condensatore di carico e la resistenza in serie fa assumere alla tensione applicata alla griglia del tubo finale la forma d'onda disegnata in *b*).

Sull'anodo di questo si ha, per il rapido bloccaggio della corrente anodica, l'innesco di oscillazioni, la cui tensione positiva molto elevata è indicata in *c*): non appena questa tensione tende a portarsi al disotto del valore della tensione sull'anodo (a riposo) entra in funzione il diodo che smorza le oscillazioni. Sull'anodo risulta una tensione costante che fa scorrere nell'induttanza una corrente variabile linearmente nel tempo, corrente dovuta in parte all'energia immagazzinata nel campo magnetico ed in parte all'entrata in funzione del tubo finale.

In fig. 130 *b*) è lo schema del dispositivo di deviazione orizzontale della RCA. Come per lo schema precedente durante l'impulso di tensione negativo sulla griglia del tubo 6BG6 la tensione sull'anodo sale ad un valore molto elevato, dovuto al carico induttivo sull'anodo: il campo magnetico, creato durante il tempo di deviazione, produce con la sua energia questa tensione. Ma la brusca interruzione della corrente anodica fa entrare in oscillazione il circuito, che, per ottenere un rapido ritorno, non deve durare per il tempo di un semiperiodo, dopo di che il tubo di smorzamento deve

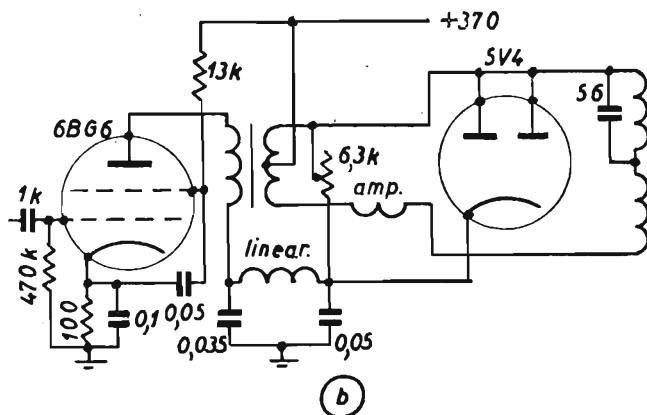
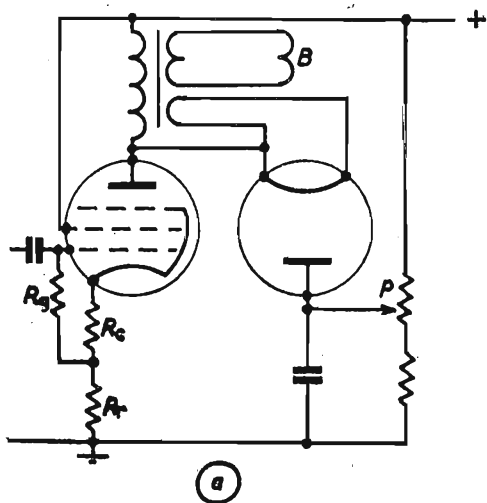



Fig. 130. – Diodo di smorzamento alimentato dal trasformatore di uscita.

impedirne la continuazione. Si possono avere condizioni di oscillazione eccessiva, con irregolarità nella durata della deviazione; di oscillazione ridotta, con deviazione troppo rapida all'inizio e quindi produzione di un diradamento a sinistra dell'immagine; con smorzamento perfetto la tensione resta costante durante la deviazione e fa produrre un dente di corrente perfetto.

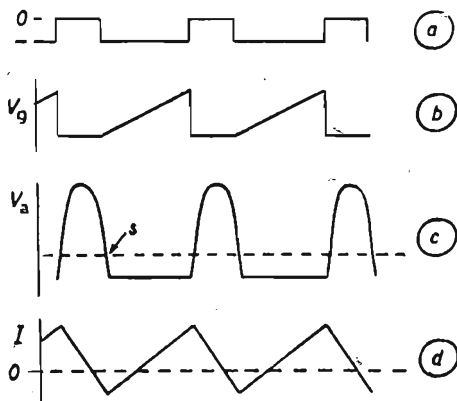



Fig. 131. - Tensioni e correnti nel circuito di fig. 130.

La tensione positiva del tubo finale è ottenuta attraverso il diodo di smorzamento, la tensione raddrizzata risultante si somma all'alimentazione anodica. Nel caso in esame la tensione anodica è aumentata di 50 V realizzandosi una maggiore deviazione (ed una più elevata alta tensione come vedremo per lo schema di fig. 148); in un caso con un'alimentazione di circa 400 V la tensione ottenuta dal diodo di carico raggiungeva i 200 V.

Con simile circuito è necessario che le perdite di energia nei nuclei magnetici siano ridotte al minimo e ciò, a parte le perdite di energia nei tubi e nel circuito di alimentazione alta tensione, per riutilizzare una notevole parte dell'energia immagazzinata nel campo magnetico durante la deviazione. In un complesso di deviazione e di alimentazione come quello di fig. 148 si può avere un consumo di circa 30 watt nel cir-

cuito anodico del tubo finale: di essi cinque watt circa sono dissipati all'anodo del tubo, sei nel trasformatore e nel giogo di deviazione orizzontale, un paio per l'alimentazione alta tensione del tubo catodico, sette nel resistore ausiliario di smorzamento ed otto nel diodo di smorzamento.

Le basse perdite nel trasformatore e nel giogo di deviazione

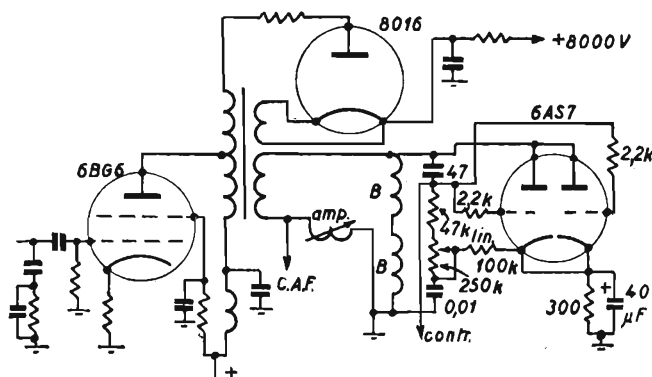



Fig. 132. - Amplificatore finale e tubo di carico per la deviazione orizzontale del televisore G.E. 802.

sono attuabili solo con nuclei di ferro ridotto o elettrolitico, stampato con un adatto isolante, sotto una pressione media di 10 tonnellate per cm². Con un nucleo di lamierini ad alta permeabilità di 0,35 mm ed un giogo costituito dallo stesso tipo di laminazioni, secondo Friend, si avevano 20 watt di perdita ed una deviazione appena sufficiente di 40° per un tubo con 7 kV anodici. Sostituendo i nuclei con tipi in polvere di ferro stampata si otteneva una deviazione di 50° con 12 kV anodici. I nuclei in ferro polverizzato sono attualmente gli unici che permettano tali economie di energia oltre a quella della riduzione del costo a circa un decimo.

Nel complesso di deviazione orizzontale del televisore General Electric tipo 802 il controllo della linearità orizzontale varia la costante di tempo del circuito costituito dal condensatore di 47 pF e resistori di 47 kΩ e 250 kΩ. In tale modo è modificata la forma del segnale applicato alla griglia

del tubo di smorzamento e questo a sua volta influisce sulla forma del segnale di deviazione durante ed immediatamente dopo il ritorno. I resistori sulla griglia del tubo 6AS7G (figura 132) limitano le correnti di griglia quando si hanno gli impulsi positivi dall'oscillazione.

Il controllo di ampiezza è costituito da un'induttanza

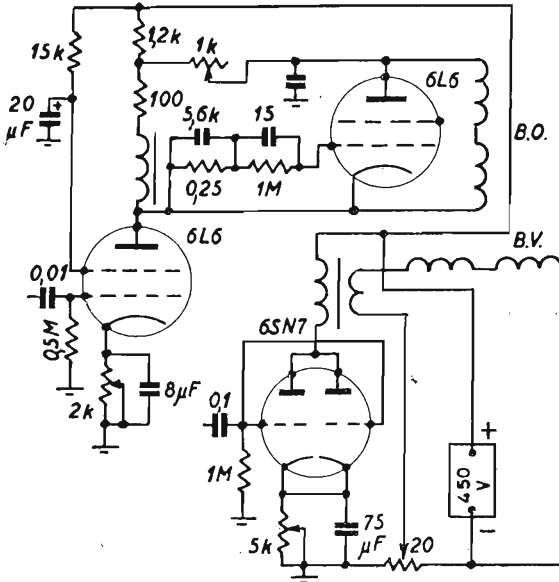



Fig. 133. – Complesso di amplificatori di deviazione orizzontale e verticale.

variabile in serie alle bobine di deviazione. Il doppio triodo funziona come il diodo di carico di fig. 130, solo esso è stato riportato al secondario ed il suo carico risulta a tensione ridotta rispetto massa, per cui si fa uso del normale circuito di accensione a cui collegare il suo filamento. Ma occorre un tubo speciale come il 6AS7 per ottenere che la corrente anodica sia ora n volte maggiore di quella del diodo di fig. 130 mentre la sua resistenza interna è appena di $1/n^2$.

In fig. 133 è lo schema di un complesso di deviazione elet-

tromagnetica. Sull'anodo del tubo finale seguente l'oscillatore di riga si ha un carico composto dall'induttanza di valore molto elevato e bassa capacità distribuita, dalle bobine di deviazione e dal tubo di carico, tutti in parallelo.

Il centraggio orizzontale è ottenuto perchè le bobine di deviazione risultano effettivamente accoppiate in corrente alternata al circuito anodico, quindi la forma d'onda della corrente a denti di sega circolante in essa è centrata rispetto al valore medio della corrente nella bobina. Questa è negativa all'inizio della deviazione ed il principio della traccia orizzontale è spostato tanto a sinistra quanto la fine di esso lo è a destra. Vi è inoltre una piccola corrente continua nelle bobine, per la resistenza dell'induttanza anodica e della resistenza in serie ad essa, il cui valore può essere controllato per aggiustare il centraggio. Questo controllo per la deviazione verticale è ottenuto regolando la tensione applicata alle relative bobine.

Fig. 134. – Circuito equivalente del trasformatore di quadro.

La deviazione verticale è così lenta che il carico anodico del tubo finale rassomiglia ad un carico resistivo, le capacità del circuito hanno un'influenza trascurabile, la forza controelettromotrice dato il maggiore valore di dt è più ridotta.

Facendo uso di un trasformatore di accoppiamento come per la deviazione di riga possiamo semplificare ancor più il suo circuito equivalente, come in fig. 134, perchè possiamo trascurare la capacità del primario e l'induttanza delle bobine di deviazione, oltre quanto trascurato nello schema di fig. 126.

Si è invece introdotta l'induttanza di dispersione $L\,d$ del primario, che risulta in serie alla resistenza e all'induttanza delle bobine. Quest'ultima può essere trascurata, infatti essa offre una reattanza molto piccola data la frequenza bassa.

Riteniamo che l'induttanza delle bobine di deviazione sia ancora di 5 mH, la loro resistenza di 10 Ω e la corrente ne-

cessaria per la deviazione di 0,5 A. Il tempo relativo alla deviazione è quello di fig. 94 per cui risultano due tensioni, quella su R che raggiunge i 5 V e quella su L_B ch'è di 0,18 V circa, trascurabile rispetto alla prima.

Il carico del tubo finale, essenzialmente resistivo, deve aver il valore stabilito dal fabbricante per la tensione anodica di lavoro e va determinato col solito metodo della retta di carico. Se esso deve essere di 5000 Ω il trasformatore di uscita deve avere il rapporto

$$n = \sqrt{\frac{5\,000}{10}} = 22{,}4$$

Ripetendo quanto si è detto in merito alle correnti che il tubo deve fornire per la deviazione di riga e adottando la formula semplificata per L_p abbiamo, poichè il tempo di deviazione è di 18 msec,

$$L_p = 50\,000 \cdot 0{,}18 \cdot 5\,000 = 4\,500 \text{ H.}$$

La deviazione di corrente anodica, poichè la corrente di deviazione è di 0,5 A, sarà

$$\Delta\, i_a = \frac{0{,}5}{22{,}4} = 22{,}4 \text{ mA}$$

È ben difficile costruire un trasformatore il cui primario abbia un valore dell'induttanza di 4 500 H con una ventina di mA di corrente continua circolante nell'avvolgimento, occorre perciò far uso di un tubo che permetta di ridurre il valore di R, cioè del carico anodico ottimo.

Ammettiamo di far uso di uno stadio finale che necessiti di un carico anodico di 1000 Ω: il trasformatore avrà un rapporto di 10, l'induttanza del primario è di 900 H e la variazione di corrente anodica dev'essere di 50 mA per cui si deve avere nello stadio finale una corrente anodica di riposo di circa 35 mA.

Abbiamo ancora un valore enorme dell'induttanza del primario con una corrente anodica di 35 mA.

In tali condizioni vediamo quali debbono essere i valori

di R_1 ed L_d per ottenere un ritorno nel tempo voluto, cioè perchè la corrente si annulli in 1,4 msec. Perchè ciò si verifichi occorre che

$$\frac{t_2 (R + R_1)}{L_d} = 4,5$$

da cui

$$R_1 = \frac{4,5\ L_d}{t_2} - R = 3\ 211\ L_d - R \qquad \text{in H ed } \Omega$$

ma

$$L_d = L_p \frac{1 - k^2}{k^2}$$

ed anche ammettendo un coefficiente di accoppiamento di 0,99 , difficile da realizzare perchè occorre curare gli isolamenti, si ha

$$L_d = 900 \frac{1 - 0,96}{0,96} = 36\ \text{H}$$

per cui

$$R_1 = \frac{4,5 \cdot 36}{0,0014} - 1000 = 114\ 700\ \Omega$$

Le perdite nel nucleo del trasformatore debbono essere ridotte perchè esse risultano in parallelo alla resistenza interna R_1 che il tubo deve avere: se questa resistenza è ridotta aumenta il tempo del ritorno. Dai valori ottenuti si nota subito che il valore di R_1 è troppo elevato per i normali pentodi di potenza; occorre migliorare notevolmente la costruzione del trasformatore, con avvolgimenti alternati, in modo da ridurre notevolmente L_d e quindi L_p . Il valore di k può essere portato al massimo a 0,995 e ciò è utile anche perchè si riduce la forza controelettromotrice che si produce durante il ritorno che, con i valori ora trovati raggiunge all'inizio di questo

$$I_a R_1 = 0,05 \cdot 114\ 700 = 5\ 735\ \text{V}$$

Un isolamento sufficiente per questa tensione riduce senz'altro l'accoppiamento fra primario e secondario

Per migliorare k si fa uso di bobine di deviazione con maggiore induttanza in modo che il rapporto del trasformatore risulti non molto elevato. Normalmente non si fa uso di valori tanto elevati dell'induttanza per il primario del trasformatore di uscita e la si riduce anche ad un decimo. La linearità della deviazione è assicurata in modo che la curvatura

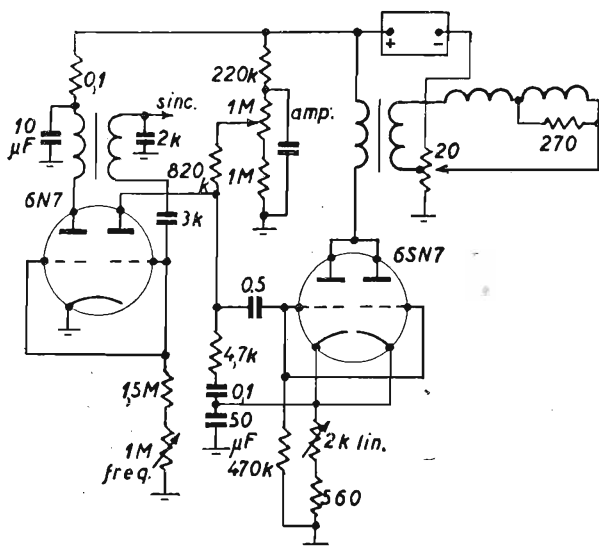



Fig. 135. – Oscillatore e amplificatore di quadro del televisore Stromberg Carlson TV10P.

del tubo finale e quella del circuito risultino di senso inverso e cioè applicando la tensione alla griglia del tubo di fase positiva. Inoltre l'introduzione della controreazione permette di eliminare le distorsioni dovute ad altre cause.

In fig. 135 è lo schema di un oscillatore di quadro e del relativo amplificatore.

L'oscillatore è montato secondo il circuito di fig. 98. Il condensatore che fornisce la tensione trapezoidale è quello di 0,1 μF in serie alla resistenza di 4 700 Ω. Il condensatore non è collegato direttamente alla massa ma attraverso il con-

densatore catodico dell'amplificatore di quadro 6SN7, per cui risulta una leggera distorsione della forma d'onda, voluta e che serve a correggere la distorsione fornita dall'amplificatore successivo per la curvatura della sua caratteristica mutua: questa distorsione è regolata dalla polarizzazione che si dà alla griglia a mezzo della resistenza catodica regolabile (controllo della linearità verticale).

Nel televisore 802 della General Electric per la base quadro si adopera un multivibratore come generatore di oscillazioni la cui onda a denti di sega non modificata (eccetto per una piccola controreazione catodica nel tubo finale) è applicata alla griglia di questo tubo. Nel circuito anodico il trasformatore di uscita può oscillare e una capacità di 0,1 μF è in parallelo al secondario. Durante il ritorno del dente di sega la tensione di griglia del tubo di uscita varia dalla massima tensione positiva alla massima negativa, il tubo è all'interdizione e il circuito secondario può oscillare: la capacità in parallelo è sufficientemente grande e un mezzo periodo delle oscillazioni dura a sufficienza perchè il tubo sia riportato a funzionare. Allora la sua resistenza interna è tanto bassa da smorzare le oscillazioni. Si ha una buona forma d'onda trapezoidale con impulsi sinusoidali invece di quadrati in combinazione con un dente di sega Questa deviazione dalla forma ideale trapezoidale produce una distorsione della deviazione ma essa avviene durante il ritorno ed il suo effetto non è visibile.

In fig. 136 è lo schema di un complesso di deviazione elettromagnetico adoperato in vecchi televisori RCA.

35. Bobine di deviazione.

Si è già detto che aumentando la lunghezza delle bobine di deviazione aumenta la deflessione del fascetto catodico a parità di corrente nella bobina stessa. Questo aumento ha però un limite dovuto al piccolo diametro del collo del tubo catodico per cui una deviazione troppo notevole prodotta da una bobina lunga fa urtare il fascetto contro l'orlo del collo prima della svasatura. Occorre in tal caso ridurre la lunghezza

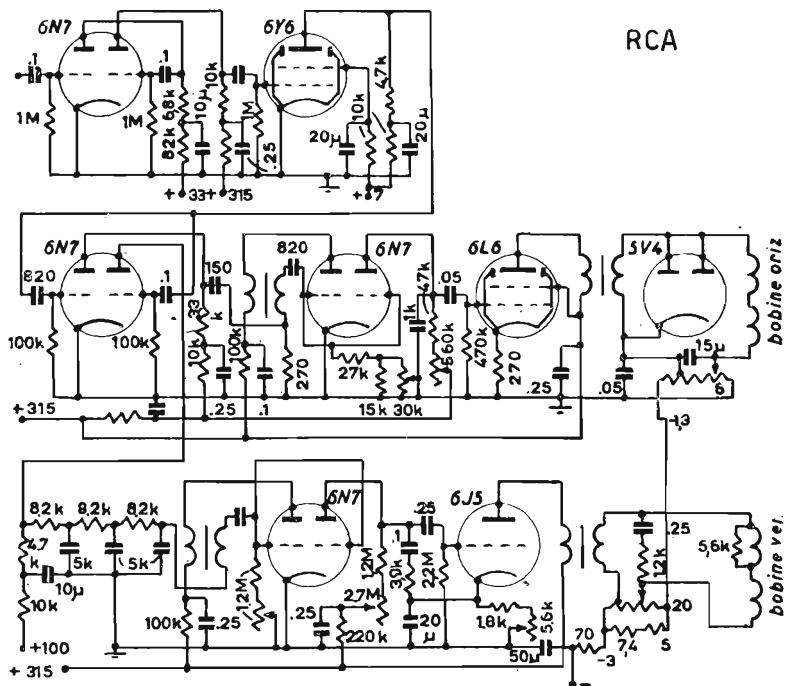



Fig. 136. – Complesso di deviazione elettromagnetica della RCA.

della bobina ed aumentare l'intensità della corrente o il numero di spire dell'avvolgimento per ottenere una deviazione più brusca. Concorre a limitare la lunghezza delle bobine di deviazione la presenza di quella di concentrazione, che dev'essere piazzata dopo il complesso elettronico del tubo e prima delle bobine suddette. Se la bobina di concentrazione è spostata verso lo schermo si ha un punto luminoso più piccolo ma occorre aumentare la corrente di concentrazione e si ha una maggiore sfocatura del punto quando lo si fa deviare fino agli estremi dello schermo. Va anche considerata la necessità di mantenere una piccola distanza fra i campi magnetici di concentrazione e di deviazione.

Per ottenere un campo magnetico uniforme fra due bo-

bine in aria occorre una spaziatura corretta ed esse debbono essere di dimensioni sufficientemente grandi ma non si può eccedere in tale senso perchè occorre disporre intorno al collo quattro bobine. Normalmente queste sono di forma rettangolare con i lati lunghi nel senso della lunghezza del collo.

Sono questi lati che contribuiscono specialmente a fornire il campo di deviazione e li si fanno poggiare sul collo stesso ripiegando le bobine in modo adatto (fig. 137 *a*). Questo è il modo più semplice di costruire le bobine ma si ha una perdita nella lunghezza effettiva di esse, con riduzione del massimo campo utile, perchè la lunghezza di un lato è la distanza fra i centri dei lati incurvati. Per ottenere un aumento della lunghezza effettiva di questi lati le bobine sono ripiegate come in *b*). Il campo magnetico prodotto dalle bobine di tipo *a*) ha agli estremi campi molto disuniformi che influenzano le deviazioni rettilinee del fascetto catodico ed hanno anche un'azione sfocante. Ripiegando i lati corti delle bobine i campi prodotti da esse sono allontanati dal fascetto catodico e si riduce notevolmente la loro influenza su questo. In *c*) è rappresentato il campo prodotto da bobine di questo tipo. Nei televisori si fa sempre uso di esse anche per la maggiore lunghezza utile che si viene a realizzare. Poichè la deviazione riga dev'essere più ampia di quella di quadro le bobine di riga sono costruite, ripiegate, della massima lunghezza consentita, mentre quelle di quadro sono ripiegate più corte per poter rientrare fra i lati piegati delle precedenti (fig. *d*).

La deviazione prodotta da bobine in aria può essere aumentata notevolmente piazzando esternamente ad esse un cilindro laminato di ferro. Questo rivestimento fornisce un passaggio con bassa riluttanza alle linee di forza esterne delle bobine ed aumenta il rapporto fra energia del campo magnetico internamente alle bobine e quella del campo esterno. Il rivestimento di ferro fa aumentare l'induttanza delle bobine ed è necessario togliere delle spire per riottenere il valore primitivo. Esso non altera la distribuzione del campo magnetico interno e i campi fortemente incurvati agli estremi delle bobine sono deviati dall'asse e ridotti in ampiezza. Si ha così una notevole miglioria contro la sfocatura del fascetto catodico con la deviazione che può risultare solo del 1 o 2%

più grande agli estremi che al centro, rispetto all'aumento del 50% ottenuto con bobine in aria.

Ogni tipo di tubo catodico richiede bobine di deviazione particolarmente studiate per correggere la distorsione perchè la distanza dal centro di deviazione allo schermo ed il raggio di curvatura di questo variano per ogni tipo di tubo.

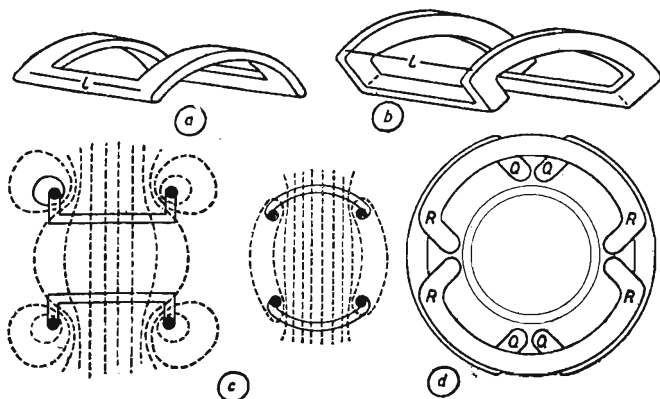



Fig. 137. – Bobine di deviazione. In *b*) bobina ripiegata per aumentarne la lunghezza attiva *l*. In *c*) campo magnetico di bobine ripiegate. In *d*) complesso di bobine di deviazione di riga e di quadro.

Il paragone fra bobine di deviazione di tipo differente va fatto su una base di rendimento e praticamente per le bobine di deviazione di riga quanto minore è il prodotto $L I^2$ (che, nelle buone bobine va da 1,5 a 1, come prodotto di mH/A e può giungere teoricamente a 0,5), cioè dell'energia necessaria a stabilire il campo magnetico che fornisce la deviazione massima, tanto maggiore è il rendimento delle bobine. Per le bobine della deviazione di quadro la resistenza dell'avvolgimento assume invece una notevole importanza, data la frequenza molto più bassa della corrente ed una base di paragone può essere stabilita avvalendosi del prodotto $R I^2$, cioè della potenza necessaria per la deviazione. Una riduzione di questo prodotto può essere ottenuta sia riducendo il prodotto $L I^2$ che R/L delle bobine in esame.

Quando si fa uso di un nucleo di ferro i due tipi più adoperati sono quelli ad anello (fig. 138 *a*) e quello a nucleo, *b*). Il primo è il più comune per la maggiore facilità di costruzione e per il minor costo. È necessario ridurre al massimo il diametro interno dell'anello di ferro o del nucleo e la lunghezza dei collegamenti trasversali fra i due lati diritti delle bobine: quest'ultima riduzione è naturalmente molto maggiore nel tipo a nucleo.

La lunghezza dell'anello di ferro esterno ha anche la sua importanza in quanto che man mano che lo si aumenta si ha un notevole aumento del campo interno e diminuzione di quello esterno, ma oltre una certa lunghezza non si ha più un vantaggio apprezzabile. Anzi l'anello di ferro avvicinandosi agli estremi ripiegati delle bobine produce un aumento anche dei campi incurvati relativi a questi e un aumento dell'induttanza senza ottenere un campo utile più intenso.

L'anello esterno è costituito da lamierini di ferro silicio o di materiale con maggiore permeabilità, tranciati senza alcun taglio per evitare deformazioni del campo magnetico. Si fa anche largo uso di gioghi stampati in ferro ridotto. A volte i lamierini sono divisi in piccoli gruppi e distanziati per ridurre il loro numero per una determinata lunghezza totale del nucleo magnetico. Quando si fa uso di lamierini tranciati in modo da dover poi effettuare giunti magnetici con disposizione sfalsata occorre molta cura nel loro montaggio, non perchè si riduce il rendimento ma per ottenere deviazioni perfettamente lineari.

Un rendimento molto elevato si è ottenuto con anello esterno all'avvolgimento, come in fig. 138 *a*) ma con cave tranciate internamente, in cui entrano le bobine, data la riduzione del diametro interno dell'anello che si viene a realizzare. In molti casi l'anello esterno invece di essere costituito da un pacco di lamierini tranciati di ferro silicio è formato da strisce dello stesso materiale avvolte in modo da costituire un tubo o da uno o più strati di filo di ferro, avvolto intorno agli avvolgimenti poggiati sul collo: con questi due metodi si ha un rendimento progressivamente minore ma una grande economia.

Le bobine di quadro e di riga debbono essere disposte in modo che i relativi campi magnetici risultino perfettamente

ortogonali (1/10° è sovente apprezzabile) in tal modo si riduce anche al minimo l'accoppiamento fra i due circuiti di deviazione. Questo accoppiamento ha in un solo caso influenza nociva e cioè quando i due oscillatori alimentano direttamente le due coppie di bobine senza amplificatori interposti. In alcuni dispositivi di deviazione per ridurre la capacità fra le due coppie si esegue sulla prima interna un avvolgimento

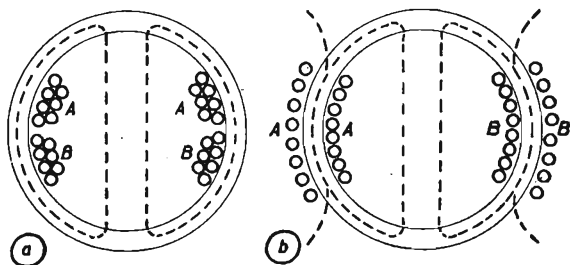



Fig. 138. – Nuclei di condensazione del campo magnetico prodotto da una coppia di bobine di deviazione.

ad uno strato di filo smaltato sottile, che viene fissato con una verniciatura, quindi lo si taglia secondo una delle generatrici ed i capi di un lato sono saldati ad un conduttore che va collegato alla massa.

L'induttanza delle bobine di deviazione di riga è normalmente intorno a 5 ÷ 10 mH, costituita da 150 a 200 spire di filo smaltato da 0,20 a 0,40 per ogni bobina. Le bobine di quadro vanno da un'induttanza di 10 mH anche sino a 25 mH: l'accoppiamento con l'amplificatore di uscita è naturalmente per entrambi i casi con trasformatore. Se non si fa uso di questo occorrono maggiori induttanze, ad es. 70 mH (500 spire) per le bobine di riga e sino a 2 H (3000 spire 0,10) per quelle di quadro.

Dobbiamo infine fare alcune considerazioni sulla disposizione delle spire costituenti i lati diritti delle bobine in quanto da esse dipende di ottenere una rigatura rettangolare ugualmente messa a fuoco. Poichè i lati diritti delle bobine sono otto ogni lato può occupare un angolo di 45°. Per ottenere una rigatura rettangolare si è trovato che l'avvolgimento

ristretto fra 13° e 39° dà i migliori risultati. Ma per una più perfetta messa a fuoco e massimo rendimento si deve passare ad una distribuzione dell'avvolgimento secondo il coseno dell'angolo ad esso corrispondente o praticamente suddividerlo in due o tre sezioni. Nel primo caso metà delle spire di ogni lato dev'essere compresa fra 0° e 26° e l'altra metà fra 26° e 45°; nel secondo caso da 0° a 15,5° vanno avvolte il 25% delle spire, da 15,5° a 31° il 36,5% delle spire e da 31° a 45° il 38,5%. Quest'ultima sezione risulta la prima ad essere avvolta e sovente si ottiene la distribuzione suddetta cambiando per ogni sezione dell'avvolgimento il diametro del filo oppure avvalendosi di opportune forme.

BIBLIOGRAFIA

BERTOLOTTI: *Il sincronismo nella televisione e gli amplificatori a resistenza capacità.* « Alta Frequenza ». Gennaio 1936.

JOHNSTONE: *Progetto di trasformatori di riga.* « Journ. Television Soc. ». Giugno 1936.

SOWTER: *Trasformatori per le deviazioni in televisione.* « Television and SW. ». Aprile 1937.

MALOFF: *Difetti della deviazione magnetica e loro cause.* « Television and SW. ». Maggio 1937.

ENGSTROM e HOLMES: *Sincronizzazione in televisione.* « Electronics Magazine ». Novembre 1938.

FRIEND: *Circuiti di deviazione in televisione.* « RCA Review ». Marzo 1947.

WORONCOW: *Bobine di deviazione con nucleo di ferro per tubi catodici* « Journ. Instit. Electrical Engineers ». Ottobre 1946.

COCKING: *Television receiving equipment.* Iliffe, London 1947.

SCHADE: *Circuiti di deviazione magnetica per tubi catodici.* « RCA Review ». Settembre 1947.

WENDT e FREDENDALL: *Controllo automatico di frequenza e fase della sincronizzazione nei televisori.* « Proc. IRE ». Gennaio 1943.

COCKING: *Sincronismo in televisione.* « Wireless World ». Marzo 1947.

ENGSTROM, HOLMES: *Circuiti di deviazione per televisione.* « Electronics ». Gennaio 1939.

GUNTHER: *Produzione di correnti a denti di sega per la deviazione magnetica.* « Funktech. Monatshefte ». Marzo 1939.

COCKING: *Caratteristiche delle bobine di deviazione.* « Wireless World ». Marzo, Aprile e Maggio 1950.

SZIKLAY: *Oscillatore di corrente per deviazione in televisione.* « Electronics ». Settembre 1946.

BARCO: *Problemi della deviazione ed alimentazione alta tensione in televisione.* « RCA Licensee Bulletin LB 781 ». Agosto 1949.

SCHADE: *Caratteristiche di sistemi di deviazione ad alto rendimento e di alimentazione alta tensione per tubi catodici.* « RCA Review ». Marzo 1950.

FRANCINI: *Generazioni di tensioni a denti di sega mediante trasformazione di tensioni sinusoidali.* « Alta Frequenza ». Febbraio 1950.

JOHANNSEN: *Disposizioni atte a conseguire tensioni oscillatorie a denti di sega aventi il tratto in salita lineare.* « E.N.T. ». Agosto 1942. (« Alta Frequenza ». Luglio 1943).

HEISER: *Analisi del separatore di sincronismo.* « Electronics ». Luglio 1950.

SAYRE: *Generazione di oscillazioni a denti di sega lineari.* « Electronics ». Luglio 1950.

CAPITOLO X

IL TUBO CATODICO

36. Caratteristiche.

In fig. 3 *a*) è la sezione di un tubo catodico con concentrazione elettrostatica: solo due anodi sono adoperati uno per la messa a fuoco e l'altro per l'accelerazione degli elettroni. In molti tipi di tubi gli anodi sono tre e cioè il primo ch'è mantenuto a tensione relativamente bassa, al massimo 400 V, il cui valore non è critico, il secondo ha una tensione da 600 a 1200 V, regolabile per ottenere la messa a fuoco sullo schermo, ed infine il terzo ch'è portato a tensione molto elevata, 2000 a 6000 V. Il sistema elettronico conserva la configurazione di fig. 3 *a*) e il terzo anodo è costituito o da un cilindro susseguente A_2, di diametro maggiore, o da uno strato di grafite colloidale depositato sulle pareti interne del tubo di vetro a partire da A_2 fino a raggiungere quasi lo schermo depositato sulla parte sferica del tubo.

Aumentando la tensione applicata al primo anodo si ha un aumento della brillantezza dell'immagine ma anche una riduzione della durata del tubo: in questo vi sono sempre tracce di gas e gli ioni positivi che vengono a prodursi per l'enorme accelerazione degli elettroni (che facilmente asportano agli atomi del gas qualche elettrone) colpiscono la superficie emittente del catodo con una velocità che dipende dalla tensione del primo anodo. In alcuni tipi recenti di tubi catodici il primo e terzo anodo hanno la stessa tensione.

Gli elettroni emessi dal catodo ed attratti dal primo anodo attraverso il foro del cilindro, costituente la griglia, sono concentrati in un punto fra G ed A_1 dalla particolare configurazione e tensione degli elettrodi. Questo punto di incrocio è

quello da considerare come punto di partenza per la messa a fuoco del fascetto di elettroni, prodotto dalle tensioni degli elettrodi positivi, la sua posizione varia con la tensione della griglia e si avvicina al catodo quando questa tensione è maggiormente negativa: da ciò deriva una sfocatura del fascetto catodico sullo schermo.

Nei tubi ben costruiti questa sfocatura non è notevole anche se essi sono portati a lavorare dall'interdizione a piccola tensione negativa di griglia. Un'apprezzabile sfocatura si può invece avere a causa della deviazioue data dalle placchette che seguono l'ultimo anodo nei tubi a deviazione elettrostatica.

Per evitare questa azione che si fa risentire specialmente ai bordi dell'immagine, perchè ad essi corrisponde la massima tensione di deviazione, è necessario che la tensione media di ciascuna coppia di placchette si mantenga costante, cioè allo stesso valore della tensione dell'ultimo anodo. Nei tubi oscillografici una placchetta di ogni coppia è sovente collegata con l'ultimo anodo, ma per tale applicazione non ha molta importanza la leggera sfocatura.

Quando in un televisore si fa uso di un tubo simile si ottiene facilmente una rigatura non rettangolare ma trapezoidale. Consideriamo infatti la coppia di placchette più lontana dall'ultimo anodo e rispetto ad essa la placchetta dell'altra coppia collegata all'anodo: questa si comporta come un prolungamento di questo elettrodo. Quando si applica la tensione a denti di sega alla placchetta libera della coppia più vicina all'anodo la tensione istantanea di essa varia rispetto alla tensione dell'anodo e cioè quando essa è al disotto la coppia di placchette più lontana ha una maggiore sensibilità, quando al disopra la sensibilità di esse diminuisce: da ciò deriva che i lati opposti della rigatura non hanno la stessa lunghezza.

Questo inconveniente è eliminato in alcuni tubi con una adatta costruzione delle placchette deviatrici ma più comunemente si fa uso di un amplificatore in controfase per l'accoppiamento al tubo catodico, facilitando così la produzione delle tensioni molto elevate necessarie per la deviazione (figura 119). Nelle tabelle dei costruttori dei tubi catodici sono riportati i dati relativi alla sensibilità di ogni coppia di placchette alle indicate tensioni di alimentazione.

A volte come caratteristica di sensibilità è fornita un'indicazione di questo tipo 1,2 mm/V/kV. Da essa si ricava che se il tubo ha una tensione sull'anodo di 1000 V occorre una tensione continua di 1 V per far deviare il fascetto di 1,2 mm e che se la tensione anodica è portata a 2000 V con 1 V si ottiene una deviazione di 0,6 mm. Per i tubi di produzione americana o inglese si ha sovente un'indicazione di questo tipo 22 V tensione continua/pollice/kV: per passare alla sensibilità in millimetri è sufficiente dividere la sensibilità per 25,4. È specificata sempre una tensione continua per evitare che si abbiano interpretazioni errate circa una tensione alternata (di cui si deve indicare se il valore è di cresta, efficace o medio). Quando si è effettuato il computo della tensione continua necessaria alla completa deviazione del fascetto sullo schermo si ha un valore che indica anche il valore che la tensione alternata applicata fra le placchette deve avere come valore di cresta e da cresta a cresta: così se occorrono 1000 V come tensione continua per la deviazione ne occorrono ugualmente 1000 V di cresta da cresta a cresta, quindi solo 500 V di cresta e cioè 355 V efficaci.

In fig. 119 è indicato il collegamento dei due anodi dei tubi amplificatori alle placchette di deviazione orizzontale a mezzo dei condensatori *D* ed *E*. Due resistenze sono collegate alle placchette e per ognuna è indicato che si deve effettuare il collegamento al positivo, cioè alla tensione dell'ultimo anodo. Occorre normalmente provvedere al centraggio del fascetto di elettroni per piccole irregolarità nel complesso elettrostatico e quindi lo schema da adottare è quello di fig. 139.

La tensione di alimentazione anodica è applicata ad un partitore a cui appartengono le resistenze *A* e *B* di 50 000 Ω ciascuna: in parallelo ad esse sono collegati due potenziometri di uno o due megaohm ciascuno. Al centro di *A* e *B* fanno capo le due resistenze di fuga di due placchette, una di deviazione orizzontale e l'altra della verticale. Le altre due placchette fanno capo ognuna al cursore di un potenziometro che permette di applicare loro una tensione uguale o positiva o negativa rispetto alla placchetta affacciata.

Normalmente quando si ha concentrazione del fascetto catodico con un dispositivo elettrostatico si ha anche devia-

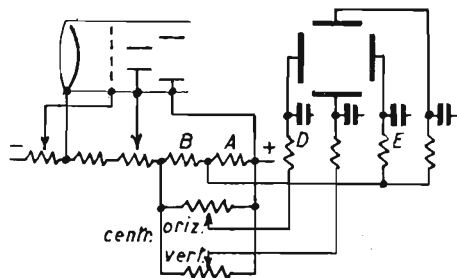
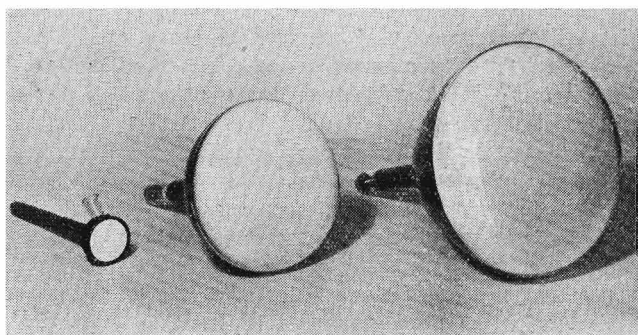



Fig. 139. – Schema per il centraggio orizzontale e verticale con tubo a deviazione elettrostatica.

TUBI CATODICI PER TELEVISIONE PHILIPS.

zione elettrostatica, ma vi sono in commercio tubi con concentrazione elettrostatica senza placchette di deviazione, per cui è necessario far uso di bobine per la deviazione elettromagnetica.

I tubi con deviazione elettromagnetica hanno più comunemente anche la concentrazione magnetica. L'anodo può essere unico ma in molti casi si hanno due anodi, di cui il primo è portato ad una tensione di poche centinaia di volt ed è adoperato per l'eliminazione degli ioni negativi.

Per molti tubi catodici è necessaria una regolazione per

correggere difetti di allineamento sia degli elettrodi che della bobina. Il fascetto di elettroni non messo a fuoco e non facilmente deviato colpisce lo schermo fuori centro e questo disallineamento va corretto con la bobina di concentrazione.

In molti televisori questa è fissata ad una piastra che con tre viti e molle antagoniste può essere spostata anche in modo non coassiale al tubo; vi sono anche bobine che hanno esternamente una superficie parzialmente sferica, che poggia su una corrispondente sede fissa e che ne permette una rotazione di circa 10° rispetto all'asse del tubo.

Se gli spostamenti da dare al fascetto debbono essere notevoli si ottiene una deformazione della messa a fuoco e dell'immagine quando si devia il fascetto, correzioni notevoli per il centraggio vanno effettuate con le bobine di deviazione. In molti casi le migliori condizioni si ottengono quando la bobina di concentrazione è regolata in modo che il punto luminoso del fascetto messo a fuoco coincide col centro del punto luminoso del fascetto fuori fuoco, ottenuto invertendo il senso della corrente nella bobina.

La tensione anodica massima da applicare all'ultimo anodo è indicata dal costruttore del tubo, da essa dipende la brillantezza massima ottenibile dallo schermo e la dimensione del punto luminoso prodotto dal fascetto di elettroni. Questi si respingono a vicenda e malgrado la regolazione della bobina di concentrazione non si riesce ad ottenere un punto luminoso più piccolo di una data grandezza. Riducendo la densità di elettroni del fascetto si può ottenere un punto più piccolo e quindi rendendo la griglia negativa e l'anodo finale più positivo si ottiene un punto della brillantezza voluta ma più piccolo di diametro. È questa la migliore condizione con cui lavorare ma essa richiede anche maggiore tensione o corrente per ottenere la deviazione voluta.

La massima tensione alternata che si può applicare alla griglia dipende dal tipo di tubo ma anche dalla dimensione del punto luminoso sullo schermo e cioè dalla sfocatura ammissibile per esso. Quando la griglia è portata ad un valore molto poco negativo la dimensione del punto aumenta per la maggiore densità di elettroni: ciò pone un limite alla brillantezza massima dell'immagine che si può ottenere.

Occorre tener presente che la tensione anodica massima di un tubo catodico ne determina la possibilità di utilizzazione nelle varie condizioni. Così un tubo di 15 cm di diametro fornisce con 4000 V sull'anodo un'immagine molto brillante, ben visibile in una stanza illuminata con luce diurna; se la tensione è ridotta a 2000 V si ha un'immagine ben visibile solo in una stanza al buio. Con tubi di 30 cm di diametro occorre una tensione di 5000 V perchè l'immagine sia ben visibile in una stanza poco illuminata. Normalmente a parità di diametro e di tensione si ha un'immagine più brillante da un tubo con concentrazione magnetica che da uno elettrostatico, perchè si ottiene col primo sistema la concentrazione di un fascetto di maggiore densità.

Gli elettroni che costituiscono il fascetto catodico colpiscono lo schermo e logicamente non possono accumularsi indefinitamente su di esso: si otterrebbe in breve una carica negativa di valore così elevato da impedire al fascetto di raggiungere lo schermo. Ma gli elettroni del fascetto posseggono una notevole energia ed oltre che produrre la fluorescenza del materiale costituente lo schermo fanno emettere da esso elettroni secondari che sono attratti dalla grafitatura che si è detto è collegata o costituisce da sola l'ultimo anodo e raggiunge quasi il deposito dello schermo.

In un tubo catodico abbiamo sempre tracce di gas e la presenza di ioni positivi, per l'elevata accelerazione data agli elettroni, e di ioni negativi dovuti principalmente alle molecole esterne del materiale emittente del catodo. Questi ultimi subiscono le stesse accelerazioni date agli elettroni e se il tubo è a deviazione elettrostatica le stesse deviazioni, ma se concentrazione e deviazione sono elettromagnetiche la loro massa molto maggiore di quella degli elettroni li rende poco sensibili a queste sollecitazioni. Il risultato è che essi colpiscono il centro dello schermo su di una superficie sufficientemente ampia e dopo un certo tempo vi producono un sottile strato di materiale inattivo. Centralmente al tubo risulta una macchia oscura nell'immagine. Per ovviare a tale inconveniente si è ricorsi alla disposizione del sistema elettronico come in fig. 140 *a*).

Catodo, griglia e primo anodo sono costruiti allineati fra

loro ma il secondo anodo presenta una piegatura: gli elettroni e gli ioni negativi seguono una traiettoria rettilinea e cadono sulla superficie interna del secondo anodo.

Inviando una corrente nella bobina *B* si produce un campo magnetico in modo da deviare il fascetto di elettroni e farlo uscire centralmente al secondo anodo. Gli ioni negativi non subiscono questa deviazione e continuano il loro tragitto rettilineo sul secondo anodo.

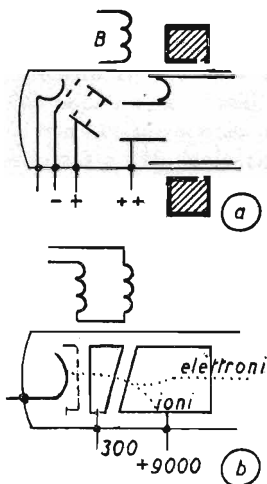



Fig. 140. – Dispositivi per l'eliminazione degli ioni negativi.

Nel sistema di fig. 140 *b*) immediatamente dopo la griglia vi è un elettrodo con tensione positiva disposto in modo da attirare ioni ed elettroni. Due bobine producono un campo magnetico che devia in modo adatto il fascetto costituito dai soli elettroni facendoli uscire centralmente al secondo anodo.

In molti tubi di tipo più recente si ha una metallizzazione internamente al tubo sullo schermo fluorescente. Questa sottilissima alluminatura non impedisce il funzionamento dello schermo ma evita che si abbia dispersione di luce dallo schermo internamente al tubo, con un notevole aumento della luminosità, ed elimina le riflessioni dall'interno del tubo facendo risultare un maggiore contrasto. Inoltre tale metallizzazione ha un'azione di schermo rispetto agli ioni negativi.

37. Alimentazione.

L'alimentazione di un televisore è un problema relativamente complesso dato il numero di tubi da alimentare e le tensioni molto differenti richieste da essi per le varie funzioni che debbono compiere. Per semplificare tralasciamo comple-

VI.

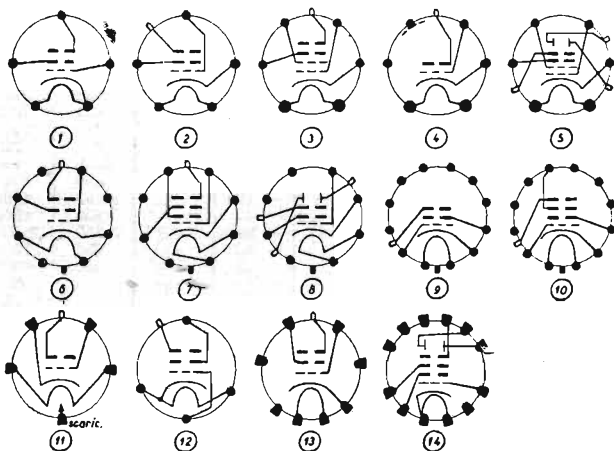
Caratteristiche dei tubi catodici a deviazione elettromagnetica

Note della tabella.

1. 0,3 mm/V di sensibilità di deviazione elettrostatica.
2. 0,54 mm/V di sensibilità di deviazione elettrostatica.
3. 1,06 mm/V di sensibilità di deviazione elettrostatica.
4. 0,30 mm/V di sensibilità di deviazione elettrostatica.

La sensibilità di deviazione è espressa in mm. per ogni millimetro di lunghezza delle bobine di deviazione e per ogni gauss di intensità del campo magnetico.

Le amperspire indicate per la concentrazione magnetica si riferiscono a bobine in aria.

Per le caratteristiche dei tubi catodici a deviazione elettrostatica si veda dello stesso autore: *Guida pratica del radioriparatore*. Hoepli, 1950.

Tipo	Zoccolo	Filamento		Griglia		Anodi		
		V	A	Interdizione — V	Capacità pF	V_1	V_2	V_3
— PHILIPS								
MW 6-2	11	6,3	0,75	— 90	8,7	25000	—	—
MW 22-1	13	4	1	— 100	13	125-250	5000	—
MW 22-17	—	6,3	0,3	— 200	8	160	7000	—
MW 31-2	12	4	1,2	— 60	6	250	6000	—
MW 31-17	—	6,3	0,3	— 200	7	250	7000	—
MW 39-2	12	4	1,2	— 60	6	250	5000	—
MW 39-3	13	6,3	0,65	— 50	13	125-250	6000	—
SW 31-2	14	4	1,2	— 60	16,5	250	1400	5000
— RCA								
3HP7	6	6,3	—	— 27	—	150	4000	—
3NP4	—	6,3	1,2	— 50	—	250	25000	—
4AP10	6	6,3	—	— 45	—	300	9000	—
5FP4	6	6,3	0,6	— 45	—	250	7000	—
	—	—	—	—	—	250	4000	—
5FP7	6	6,3	—	— 45	—	250	4000	—
5TP4	10	6,3	0,6	— 70	—	200	4900	27000
7AP4	1	2,5	2,1	— 67,5	—	1000	3500	—
7BP4	6	6,3	0,6	— 45	—	250	7000	—
	—	—	—	— 45	—	250	4000	—
7BP7	6	6,3	—	— 45	—	250	4000	—
7CP1	7	6,3	0,6	— 45	—	250	1470	7000
	—	—	—	— 45	—	250	840	4000
7DP4	10	6,3	0,6	— 45	—	250	1600	6000
9AP4	3	2,5	2,1	— 40	—	250	1425	7000
	—	—	—	— 38	—	250	1225	6000
9CP4	4	2,5	2,1	— 110	—	7000	—	—
9GP7	6	6,3	—	— 45	—	250	4000	—
9JP1	8	2,5	2,1	— 90	—	1570	5000	—
	—	—	—	— 45	—	785	2500	—
9LP7	6	6,3	—	— 30	—	250	4000	—
10BP4	9	6,3	0,6	— 63	—	250	9000	—
10FP4	9	6,3	0,6	— 63	—	250	9000	—
12AP4	3	2,5	2,1	— 75	—	250	1460	7000
	—	—	—	— 75	—	250	1240	6000
12CP4	4	2,5	2,1	— 110	—	7000	—	—
12DP4	6	6,3	0,6	— 45	—	250	7000	—
	—	—	—	— 45	—	250	4000	—
12DP7	6	6,3	—	— 45	—	250	4000	—
12JP4	9	6,3	0,6	— 63	—	250	10000	—
12LP4	9	6,3	0,6	— 63	—	250	11000	—
15AP4	9	6,3	0,6	— 63	—	250	12000	—
20BP4	9	6,3	0,6	— 63	—	250	15000	—
903	3	2,5	2,1	— 120	—	250	1360	7000
904	5	2,5	2,1	— 140	—	250	970	4600
1800	3	2,5	2,1	— 75	—	250	1250	6000
1801	2	2,5	2,1	— 35	—	450	3000	—
1803	12AP4	—	—	—	—	—	—	—
1804	9AP4	—	—	—	—	—	—	—
1809	9JP1	—	—	—	—	—	—	—
1811	7CP1	—	—	—	—	—	—	—

Concentrazione magnetica Asp	Deviazione		Trappola per ioni	Dimensioni dell'immagine cm.	Luce	Note
	Sensibilità mm/l H	Angolo				
850	—	—	—	—	Bianca	
500-700	0,10	—	—	—	Bianca	
550-750	0,076	—	—	—	Bianca	
500	—	—	—	—	Bianca	
550-750	—	—	—	—	Bianca	
500	0,23	—	—	—	Bianca	
750	0,135	—	—	—	Bianca	
—	0,18	—	—	—	Bianca	1
398	—	39°	no	—	—	
—	—	40°	no	3,6 × 4,7	Bianca	
450	—	40°	—	—	—	
—	—	—	—	7,6 × 10,2	Bianca	
—	—	—	—	—	Bianca	
398	—	55°	—	—	—	
—	—	50°	no	7,6 × 10,2	Bianca	
—	—	—	—	10 × 12,5	Bianca	
—	—	—	—	10 × 12,5	Bianca	
—	—	—	—	—	Bianca	
398	—	55°	—	—	—	
—	—	—	—	10 × 12,5	Verde	
—	—	—	—	—	Verde	
—	—	50°	si	10,2 × 12,7	Bianca	
—	—	—	—	—	Bianca	
—	—	—	—	—	Bianca	
—	—	—	—	—	Bianca	
398	—	55°	—	—	—	
—	—	—	—	—	Verde	2
—	—	—	—	—	Verde	3
398	—	55°	—	—	—	
—	—	50°	si	15,2 × 20,2	Bianca	
—	—	50°	no	15,2 × 20,2	Bianca	
—	—	—	—	19 × 25	Bianca	
—	—	—	—	—	Bianca	
—	—	—	—	19 × 25	Bianca	
—	—	—	—	19 × 25	Bianca	
—	—	—	—	—	Bianca	
398	—	55°	—	—	—	
650	—	50°	no	19,6 × 26	Bianca	
—	—	52°	si	18 × 24	Bianca	
625	—	50°	no	24 × 32	Bianca	
550	—	50°	no	32,8 × 44	Bianca	
—	—	—	—	—	Verde	
—	—	—	—	—	Verde	4
—	—	—	—	—	Gialla	
—	—	—	—	—	Gialla	
—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	

tamente la descrizione di alimentatori per tensioni basse, di poche centinaia di volt, per riservare lo spazio solo per l'alimentazione anodica del tubo catodico. Per essa è necessaria un'elevata tensione continua, che può essere compresa fra meno di 1 kV e varie decine di kV, mentre la corrente è normalmente inferiore ad 1 mA, quindi il progetto di questi alimentatori presenta problemi del tutto differenti da quelli normali.

In vari casi si adopera un partitore, per ottenere le tensioni intermedie di alimentazione e per non far restare carichi i condensatori di filtro, ma quando l'alta tensione è ottenuta con i sistemi elettronici questo partitore non esiste affatto perchè il tubo catodico è ad accensione indiretta e durante il raffreddamento si ha la scarica completa dei condensatori di filtro di piccola capacità. Le tensioni elevate di alimentazione anodica possono riuscire mortali per chi inavvertitamente tocca i circuiti sotto tensione. Non si dimentichino le necessarie precauzioni e custodie di protezione. Da tale lato i sistemi elettronici di alimentazione sono preferibili in quanto, data l'alta impedenza dell'alimentatore, un corto circuito o un contatto con il corpo dell'operatore produce una richiesta di corrente maggiore di quella che normalmente si può ottenere e la tensione fornita si riduce notevolmente.

Normalmente il negativo dell'alimentatore A.T. dell'anodo del tubo è collegato a massa ed anche a massa risulta il catodo. Se la deviazione è elettrostatica, poichè le placchette debbono essere ad un potenziale medio uguale a quello dell'ultimo anodo, i condensatori di accoppiamento debbono essere di tipo adatto a lavorare alla tensione anodica. È possibile collegare a massa il positivo ma in tal caso risultano a tensione elevata filamento catodo e griglia del tubo ed il diodo per la reinserzione della componente continua. In un caso e nell'altro occorrono delle protezioni per cui non sia possibile toccare le parti sotto tensione durante il funzionamento.

È bene tener presente che nel caso di positivo A.T. a massa la foratura del condensatore di accoppiamento alla griglia del tubo catodico fa applicare ad essa la tensione positiva massima, che risulta fra gli estremi della resistenza di fuga di griglia con conseguenze disastrose per il tubo. Se la foratura

si verifica in un condensatore di accoppiamento ad una delle placchette deviatrici quando il negativo è a massa si può verificare una scarica nel tubo senza effetti dannosi.

Non sempre il negativo dell'A.T. è collegato direttamente a massa, a volte esso è collegato al positivo dell'alimentatore dei tubi del ricevitore e delle basi tempo. Le tensioni fornite dall'alimentazione risultano così maggiorate di 200 a 300 V rispetto a massa. I due alimentatori debbono infatti avere un punto in comune e cioè il controllo della brillantezza. Se entrambi gli alimentatori hanno il negativo a massa il catodo del tubo si trova anch'esso a massa. Per il controllo della brillantezza la griglia deve essere a tensione negativa regolabile rispetto massa. Se l'accoppiamento fra anodo dell'amplificatore video e griglia del tubo catodico è diretto non è possibile ottenere la tensione di polarizzazione suddetta. Se invece il catodo è collegato col negativo dell'A.T. al positivo dell'alimentazione del ricevitore la griglia del tubo risulta positiva rispetto massa ma negativa rispetto al catodo.

Fig. 141. – Bobina di concentrazione. Acciaio dolce ricotto. 40 000 spire 0,10 smalto, 18 000 Ω.

Alcuni tipi di alimentatori alta tensione per tubi catodici per televisori sono illustrati nella fig. 142.

Essi differiscono da quelli per l'alimentazione dei tubi oscillografici solo perchè hanno il negativo a massa mentre questi hanno il positivo. Essi sono i tipi più adoperati, quando si fa uso di un trasformatore alta tensione ed un raddrizzatore a tubo perchè se da un lato con circuiti duplicatori, triplicatori ecc. l'avvolgimento alta tensione risulta più ridotto è difficile ottenere un certo numero di accensioni con elevato isolamento fra loro.

La tensione nel primo condensatore di filtro, data la minima corrente richiesta dal tubo, ed eventualmente dalla

resistenza o partitore in parallelo al condensatore di uscita del filtro, è uguale o poco minore del valore di cresta della tensione del secondario del trasformatore. Questo condensatore deve essere di tipo adatto ad un lavoro continuo a questa tensione. La sua capacità è compresa sempre fra 0,1 e 0,25 μF.

Il trasformatore deve essere costruito in modo che l'iso-

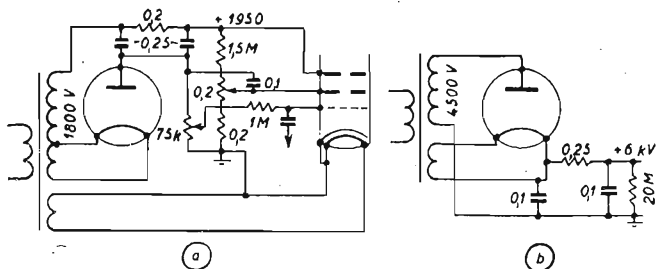



Fig. 142. – Alimentatori con trasformatori A. T.

lamento dei due avvolgimenti *A* e *B* rispetto massa ed al primario sia adatto a lavorare ad una tensione doppia di quella di cresta dell'avvolgimento A.T. (fig. 143 *a*) Infatti quando il raddrizzatore conduce si hanno le polarità indicate sull'avvolgimento A.T. e sul tubo e l'avvolgimento *A* risulta ad una tensione rispetto massa uguale all'A.T. Durante la semionda successiva (fig. 143 *b*) il tubo è assoggettato ad una tensione inversa doppia di quella di cresta dell'A.T. e l'avvolgimento *A* si trova a tale tensione doppia rispetto massa. Effettuando il collegamento come in fig. 143 *c*) *d*) è fra i due avvolgimenti *A* e *B* che durante le semionde negative risulta la tensione doppia; l'isolamento può essere facilmente curato. In qualche caso è possibile collegare il positivo dell'alimentatore A.T. a massa ed allora la costruzione è ulteriormente semplificata poichè la tensione inversa è applicata solo al tubo raddrizzatore, effettuando gli avvolgimenti come in *f*). Quando un trasformatore A.T. deve fornire tensioni dell'ordine di 4000 a 5000 V, per ottenere tensioni continue di 6000 a 7000 V, gli isolamenti debbono essere adatti a resistere a tensioni da 12 000 a 14 000 V ed anche se gli isolanti hanno spessori e

caratteristiche adatte per tali tensioni è facile che si producano effluvi superficiali e perdite, per umidità, per cui è assolutamente necessario che il trasformatore sia isolato in olio.

Con i raddrizzatori ad ossido, costituiti da un gran numero di dischetti ad ossido di rame o di selenio si evita l'applicazione della tensione inversa al trasformatore, che però de-

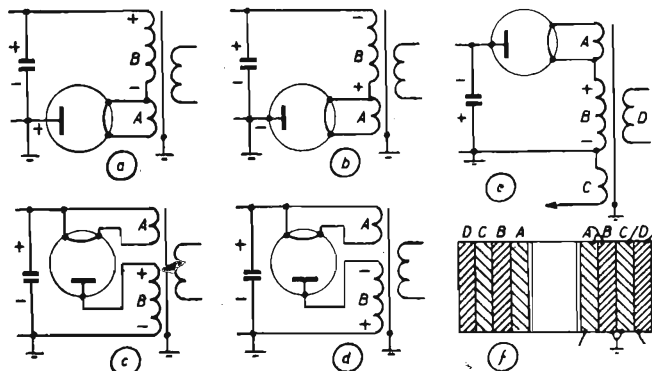



Fig. 143. – Isolamento fra gli avvolgimenti di un trasformatore A. T.

v'essere sopportata dal raddrizzatore (fig. 144 *a*). In *b*) è la caratteristica di un raddrizzatore al selenio, costituito da 110 elementi raddrizzatori in serie, adatto a sopportare una tensione inversa di 4 kV.

A parità di tensione, corrente e variazioni di tensione col variare del carico il duplicatore di tensione è il più redditizio circuito rettificatore perchè richiede metà avvolgimento alta tensione ed a parità di filtraggio metà della capacità di entrata, rispetto ad un raddrizzatore ad una semionda (fig. 145). Sono richiesti due elementi raddrizzatori, però essi debbono poter resistere ad una tensione inversa metà. Nello schema accanto ai raddrizzatori ad ossido di selenio è indicata la tensione inversa che possono sopportare.

Sono stati posti in commercio raddrizzatori ad ossido per tensioni elevate: tipi con possibilità di resistere a tensioni inverse di 1, 2, 3 e 4 kV e se del tipo al selenio adatti a lavorare

con 5 mA sino a 55° e con 1 mA sino a 90 °C. La caratteristica di un tipo è in fig. 144 *b*) e mostra i valori massimi della corrente inversa di perdita e della caduta di tensione nel senso di conduzione.

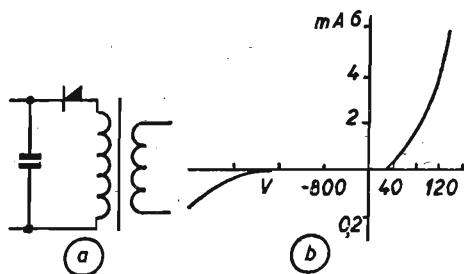



Fig. 144. – Raddrizzatore ad ossido.

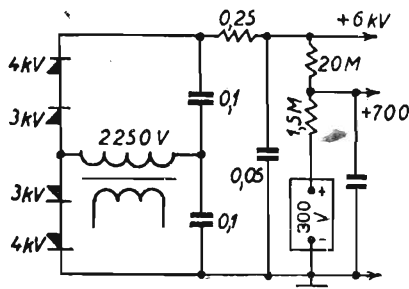



Fig. 145. – Duplicatore di tensione con raddrizzatore ad ossido.

L'uso di tensioni a frequenze elevate rispetto quella della rete di alimentazione, prodotte da generatori di impulsi o oscillatori, è preferito perchè si realizzano alimentatori con trasformatori e filtri più piccoli e compatti. Non vi è però una diminuzione lineare nelle dimensioni delle parti dell'alimentatore con l'aumentare della frequenza, perchè si hanno tensioni elevate che richiedono corrispondenti isolamenti. Questi alimentatori possono essere suddivisi in quattro categorie e cioè:

oscillatori in bassa frequenza lavoranti a parecchi kHz e con trasformatori con nucleo di ferro;

oscillatori a radio frequenza lavoranti ad alcune centinaia di kHz e con trasformatore a nucleo in aria;

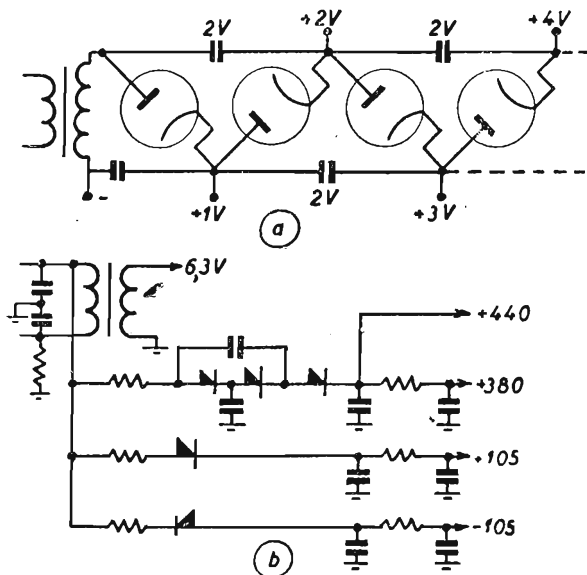



Fig. 146. – Principio generale di moltiplicatore di tensione e alimentatore multiplo per basse tensioni di un televisore.

generatori di impulsi o oscillatori di blocco a frequenza di riga;

amplificatori con carico induttivo.

Gli oscillatori dei primi due tipi non debbono produrre onde essenzialmente sinusoidali anzi il maggior rendimento è ottenuto con circuiti con basso coefficiente di sovratensione e con elevato contenuto di armoniche.

Tutti questi generatori hanno un'elevato fattore di regolazione da 1 al 6% per correnti dell'ordine di 100 μA.

Il progetto del trasformatore comincia con la scelta della

frequenza di lavoro e del Q a pieno carico del circuito oscillatorio anodico.

Un compromesso tra rendimento e regolazione va fatto nella scelta di Q; il valore ottimo dipende dal tubo oscillatore, e per un dato tipo un aumento di Q migliora la regolazione ma diminuisce il rendimento. Valori da 3 a 10 sono buoni

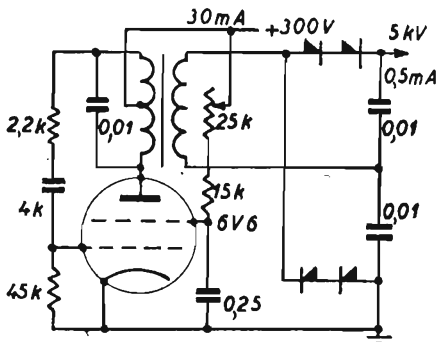



Fig. 147. – Alimentatore con oscillatore in B.F. Nucleo 12×12 in ferro nichel. Primario: 600 spire 0,14, con presa a 100 spire dal lato griglia. Secondario: cinque sezioni di 920 spire 0,08.

per il 6V6 con 300 V anodici. L'induttanza del primario va data da $L = R/2\,\pi\,f\,Q$ in cui R è la resistenza totale equivalente del circuito oscillatorio in parallelo.

Un secondo compromesso è necessario fra le perdite ammissibili nel trasformatore e le dimensioni, poichè le perdite totali diminuiscono con un aumento delle dimensioni (aumento della sezione del rame, aumento della sezione del nucleo per ottenere un'induzione più bassa): per un rendimento elevato e piccole dimensioni è necessario adoperare materiali con basse perdite.

Vi sono due modi possibili di oscillazioni in un circuito come quello illustrato in fig. 147, il secondo comprendente un circuito oscillatorio costituito dall'induttanza di dispersione primaria in parallelo con una combinazione in serie del condensatore fisso e delle capacità distribuite del secondario riflesse sul primario. Questo modo di oscillazione conduce ad

un funzionamento instabile con alti carichi a meno non si riducano al minimo l'induttanza di dispersione e le capacità distribuite secondarie. Costruendo per un buon isolamento e bassa capacità distribuita è difficile ridurre l'induttanza di dispersione.

Le migliori condizioni di funzionamento si ottengono a

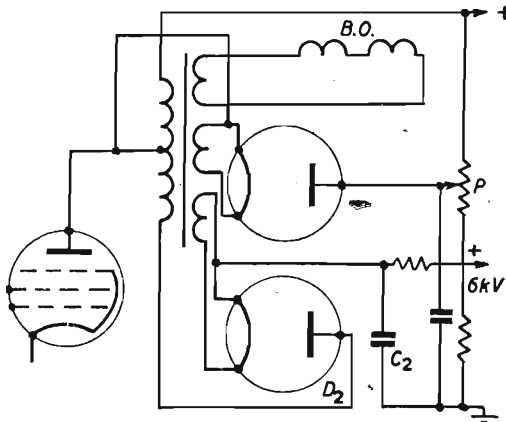



Fig. 148. – Alimentatore che sfrutta la sovratensione prodotta nel trasformatore di uscita dell'amplificatore di riga durante i ritorni.

frequenze intorno ai 3000 Hz ma si può giungere anche a 10 000 Hz senza che aumentino eccessivamente le perdite nel nucleo purchè di materiale adatto.

Come generatore di tensione elevata in bassa frequenza, da raddrizzare, si è fatto uso del tubo di deviazione riga, amplificatore con carico induttivo, che a mezzo del trasformatore di uscita è accoppiato alle relative bobine di deviazione. Lo schema è quello di fig. 130 a cui si è aggiunto un altro diodo acceso con un avvolgimento sullo stesso trasformatore, oltre alla continuazione dell'avvolgimento primario per ottenere una tensione molto elevata da raddrizzare. In fig. 148 abbiamo lo schema con le aggiunte; C_2 è il condensatore di filtro, che ha una capacità di 0,01 μF.

Immaginiamo che l'anodo di D_2 sia collegato all'anodo

del pentodo finale: durante il ritorno del fascetto catodico si ha un'extratensione per cui la tensione sugli anodi raggiunge qualche migliaio di volt. Il diodo conduce e carica C_2 quasi al valore di cresta, dato il minimo consumo di corrente, quindi il diodo è attivo solo per una parte del picco di tensione che dura un tempo molto breve rispetto a quello relativo ad una riga. Il condensatore C_2 si scarica con continuità sul tubo catodico sino alla carica successiva.

Per ottenere una tensione di 5000 a 6000 V viene prolungato l'avvolgimento anodico che funziona come un autotrasformatore elevatore di tensione, con 2,5 a 3 volte le proprie spire.

Questo nuovo avvolgimento influisce però sul funzionamento del trasformatore di riga perchè esso apporta un notevole aumento della capacità del primario ed il valore effettivo che influenza il tempo del ritorno è dato dal valore di questa nuova capacità moltiplicato il quadrato del rapporto di tutte le spire del primario a quelle dell'avvolgimento dell'anodo del pentodo. Questo notevole aumento delle capacità richiede una diminuzione dell'induttanza dell'avvolgimento anodico per mantenere lo stesso tempo di ritorno; è necessario un aumento della resa del pentodo. Ma la riduzione dell'induttanza comporta una riduzione della extratensione e la necessità di un maggiore aumento delle spire di tutto il primario per ottenere la tensione voluta. Si tratta quindi di raggiungere un compromesso fra aumento della tensione richiesta e riduzione dell'induttanza anodica e quindi richiesta di potenza dal pentodo.

Gli oscillatori a radio frequenza adoperano due circuiti accordati accoppiati più che con accoppiamento critico, ma k non può generalmente superare 0,25, per ottenere un buon isolamento e tale condizione va raggiunta con valori di Q dei circuiti da 10 a 20 sotto pieno carico, cioè con raddrizzatore in funzione e semionda positiva alla griglia dell'oscillatore. I valori di Q debbono essere molto maggiori di questi in mancanza di carico per ridurre le perdite nel trasformatore.

Se si adottano i suddetti valori di Q risulta dalla formula

$$R = Q\, X_L$$

per il primario

$$\omega L_p \leqq 0{,}1\ R_a$$

in cui R_a è la resistenza interna del pentodo, e per il secondario

$$\omega L_S \leqq 0{,}05\ R_S$$

in cui R_s è il carico imposto dal raddrizzatore, carico dato da

$$R_S = \frac{R}{2}$$

in cui R è la resistenza del circuito da alimentare in corrente continua.

Le caratteristiche di L_p sono determinate dopo che si è progettata la bobina secondaria (frequenza di lavoro, determinata dalla sua induttanza e dalla capacità propria distribuita del circuito anodico del raddrizzatore; potenza totale P che l'oscillatore deve fornire, ammettendo un rendimento intorno al 50%; tensione di cresta dell'oscillatore V_p) per cui si ha

$$R_a = \frac{V_p^2}{2\,P}$$

Il circuito anodico dell'oscillatore va regolato alla stessa frequenza del secondario alimentante il raddrizzatore: dalla regolazione del condensatore variabile dipende la tensione di uscita. La tensione A.F. presente sul primario risulta aumentata sul secondario secondo la radice quadrata del rapporto fra le impedenze dei due circuiti. L'avvolgimento di griglia è montato all'altro estremo dell'avvolgimento secondario con cui risulta principalmente accoppiato. Effettuando i collegamenti di L_p ed L_g come per un normale oscillatore a radio frequenza si ottiene la maggiore stabilità di tensione quando il circuito primario funziona alla frequenza del picco più basso. Se si effettua l'accoppiamento con l'avvolgimento primario si ha un funzionamento instabile di frequenza (effetto Ziehen) che produce un salto fra due valori della tensione di uscita.

Si può ottenere un rendimento del 50% per una caduta di tensione del 12% a pieno carico.

In fig. 150 è indicata in sezione una bobina di un oscillatore di questo tipo. L'avvolgimento L_s è suddiviso in 5 a 7 bobine della larghezza di circa 3 mm spaziate un po' meno dell'altezza di ogni bobina. Il tubo di supporto è forato lateralmente per assicurare una buona ventilazione e ridurre le perdite nel dielettrico.

Dati di avvolgimento per un oscillatore che fa uso di un tetrodo 6AQ5 e di un diodo raddrizzatore 1Z2, secondo lo schema di fig. 149 *a*), con uscita di 5000 V, sono i seguenti:

tubo di 19 mm di diametro di bachelite o meglio in trolite;

L_p = 100 spire litz 15 × 0,10 , 122 μH, accordato con un condensatore fisso di 1000 pF con in parallelo uno semifisso di 400 pF, in serie sull'anodo;

L_s = 1 750 spire litz 3 × 0,07 in cinque sezioni, lontane 3 mm fra loro, 56 mH, avvolgimento lungo 20 mm, lontano 4,5 mm da L_p;

L_g = 150 spire litz 3 × 0,07 lontano 8 mm da L_s;

L_f = 2 spire poste a distanza da L_p trovata praticamente.

La resistenza in serie allo schermo è di 10 000 Ω. Il filo di uscita superiore dell'avvolgimento secondario è di sezione relativamente grande per ridurre l'effetto corona.

I dati per l'oscillatore di fig. 149 *b*) sono i seguenti:

tubo di 31 mm di diametro;

L_p = 55 spire litz 50 × 0,10 , 178 μH;

L_s = 1 400 spire litz 3 × 0,07 , 43,5 mH, in 7 bobine lontane 4,8 mm fra loro, lontano 6 mm da L_p, frequenza di risonanza 280 kHz;

L_g = 100 spire litz 5 × 0,07 , 650 μH, lontano 22 mm da L_s.

Gli avvolgimenti di accensione sono costituiti da 2 spire ciascuno opportunamente distanziati.

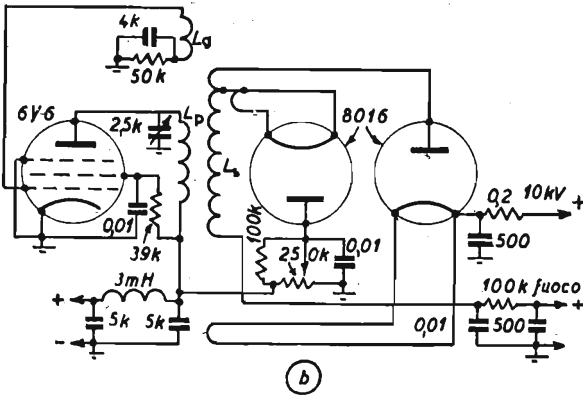
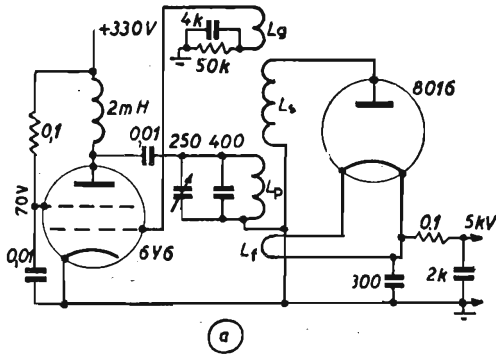
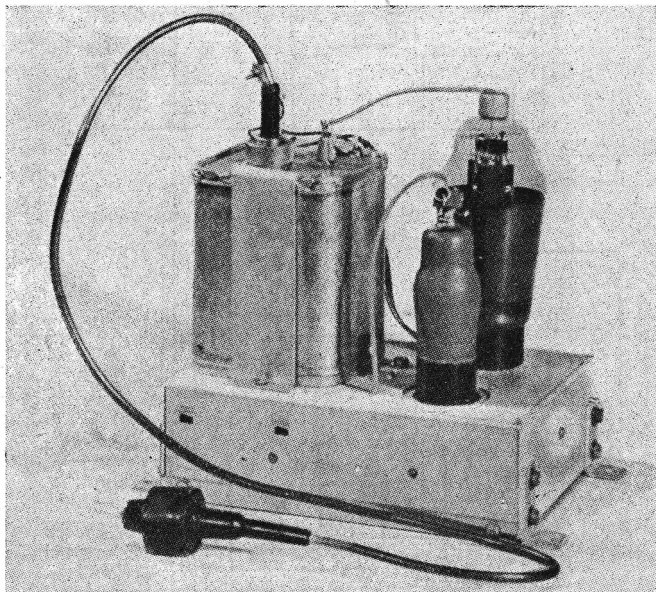



Fig. 149. - Alimentatori A. T. con oscillatori a radio frequenza.

L'avvolgimento del secondario di un oscillatore secondo lo schema di fig. 149 *a*), costituito da 1 400 spire di litz 3 × × 0,07 , aveva un'induttanza di 43 mH ed un *Q* di 227; la frequenza di lavoro era di circa 288 kHz.

In oscillatori di questo tipo lavoranti intorno a 50 ÷ 60 kHz si fa uso di avvolgimenti con filo unico invece del litz.

Gli alimentatori con oscillatore a radio frequenza vanno racchiusi in uno schermo metallico con piccoli fori per assicu-

rare una buona ventilazione, posto a distanza sufficiente per evitare scariche e per non far ridurre apprezzabilmente l'impedenza dei circuiti oscillatori. Anche i fili di alimentazione vanno muniti di filtri per evitare irradiazione: di essi vi è un esempio nello schema di fig. 149 *b*).

ALIMENTATORE A. T. PHILIPS IN CUI SI FA USO DI UN OSCILLATORE B. F. DI UN TUBO AMPLIFICATORE E DI UN COMPLESSO DI TRE DIODI PER OTTENERE 25 kV.

Negli oscillatori di blocco si ottengono brevi impulsi di tensione ed il generatore ha una bassa impedenza durante la loro produzione mentre ne presenta una infinita negli intervalli. Uno schema è quello di fig. 151.

La corrente di griglia notevole, quasi paragonabile a quella anodica, è ottenuta con un accoppiamento elevato fra i due circuiti che hanno quasi lo stesso numero di spire.

Inviando la corrente anodica, dato il senso degli avvolgi-

menti, la griglia è portata a tensione notevolmente positiva, attira una notevole quantità di elettroni e carica negativamente il condensatore di griglia. La tensione sull'anodo si mantiene ad un valore negativo quasi costante, determinato dalla saturazione della griglia, per tutta l'oscillazione positiva di questa, di durata determinata dalle costanti del trasformatore. Avviene quindi un'inversione nella reazione: la carica negativa accumulantesi sul condensatore diventa sufficientemente elevata da bloccare la corrente anodica rapidamente. A questa brusca variazione di corrente segue un picco di extra tensione positivo sull'anodo ed uno negativo sulla griglia. Per l'avvolgimento supplementare si ha il funzionamento da autotrasformatore nel primario ed il diodo raddrizzatore carica a tensione elevata il proprio condensatore di filtro. Il condensatore di griglia si scarica con lentezza sulla resistenza di fuga di griglia determinando il tempo fra un innesco e l'altro della reazione. Il funzionamento descritto può essere seguito sulla fig. 151 *b*).

Fig. 150. – Bobina per oscillatore a radiofrequenza.

Il valore ottimo di accoppiamento per il massimo trasferimento di energia va determinato sperimentalmente ma non è critico. La configurazione dell'impulso positivo e la sua ampiezza è influenzata dal rapporto fra le spire di griglia e quelle dell'anodo: una maggiore ripidità è ottenuta quando questo rapporto è elevato ma non è mai superiore ad uno.

Il ronzio per molti tubi a deviazione magnetica o elettrostatica va mantenuto entro il 0,5% (da cresta a cresta). Esso è prodotto normalmente dalla componente alternata di entrata al filtro ma può anche essere dovuto a variazioni nella corrente di uscita. Normalmente, se le variazioni nella corrente anodica del tubo catodico sono di frequenza molto più elevata di quelle della tensione alternata di entrata, il loro

effetto è trascurabile; ma se esse sono più basse occorre migliorare il filtraggio anche fino al 0,1%.

I filtri degli alimentatori illustrati sono costituiti o da una sezione a π o da un semplice condensatore. Questo è adoperato negli alimentatori elettronici quando la frequenza della

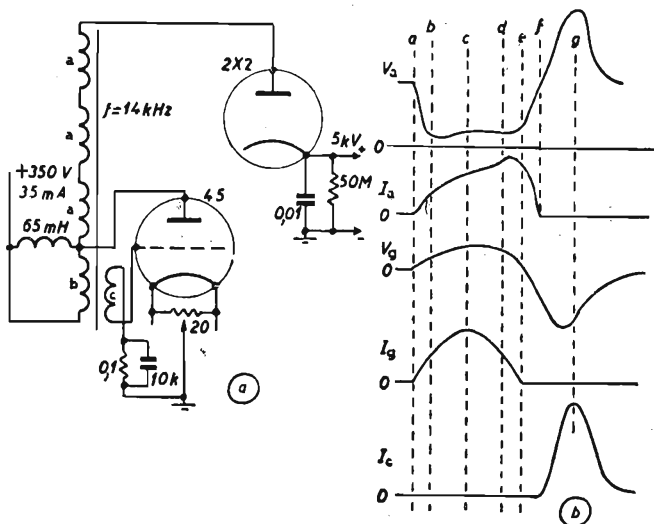
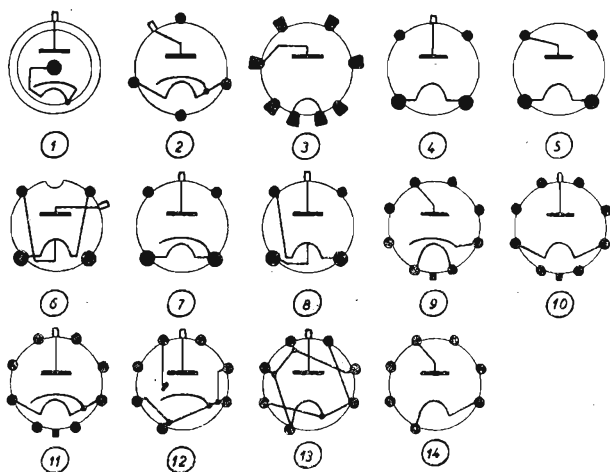



Fig. 151. – Oscillatore di blocco Hazeltine per alimentatore A. T. Le bobine *a*) hanno 450 spire, *b*) 600, *c*) 400.

corrente raddrizzata è di parecchie migliaia di Hz, altrimenti si fa uso di un gruppo di due condensatori e resistenza. Questa non è mai costituita da un'impedenza per la notevole differenza di costo e per le difficoltà dell'isolamento.

VII.

CARATTERISTICHE DEI DIODI RADDRIZZATORI
PER ALTE TENSIONI, MONOPLACCA

Tipo	Connes-sioni allo zoccolo	Filamento		Anodo			Note
		V	A	V eff.	Tensione inversa V cresta	mA max	
— PHILIPS							
EA40	9	6,3	0,2	—	6500	25	
1875	3	4	2,3	7000	20000	5	
1876	3	4	0,3	850	3500	5	
1877	2	4	0,65	5000	—	3	
1878	1	4	0,7	10500	30000	2	
— RCA							
1B3	10	1,25	0,2	—	10000	2	
1B48	12	catodo	freddo	800	2700	6	
1Z2	13	1,5	0,3	7800	20000	2	
2B25	14	1,4	0,11	1000	2800	2	
2V3	10	2,5	5	5500	16500	2	
2X2	7	2,5	1,75	4500	12500	7,5	
2X2A	2X2	—	—	—	—	—	
2Y2	7	2,5	1,75	4400	12000	5	
3B24	8	2,5-5	3	—	20000	30-60	1
3B24W	3B24	—	—	—	—	—	2
3B26	11	2,5	4,75	—	15000	20	

Tipo	Connessioni allo zoccolo	Filamento		Anodo			Note
		V	A	V eff.	Tensione inversa V cresta	mA max	
6Y3	11	6,3	0,7	5000	—	7,5	
15R	—	5	3,9	—	20000	30	
72	4	2,5	3	—	20000	20	
73	10	2,5	4,25	—	13000	30	
81	5	7,5	1,25	2000	7000	85	
100R	—	5	6,2	—	40000	100	
705A	6	5	5	—	30000	100	
	—	—	—	—	15000	150	
878	4	2,5	5	7100	20000	5	
879	4	2,5	1,75	2650	7500	7,5	
953B	—	7,5	6	—	30000	40	
1654	4	1,4	0,05	—	—	—	3
5517	12	catodo	freddo	1200	—	6	
5642	SN956B	—	—	—	—	—	
8013A	4	2,5	5	—	40000	20	
8016	1B3	—	—	—	—	—	
8020	4	5	6	—	40000	100	
QK95	3B26	—	—	—	—	—	2
R-1045-1	—	6,3	0,3	—	—	—	4
R-1045-4	—	6,3	0,15	—	—	—	5
SN 956B	—	1,25	0,14	—	10000	2	
VC 861	—	—	—	—	15000	60	
VC 1017	—	6,3	0,15	4500	12500	7,5	

1. La corrente anodica minore corrisponde a metà filamento acceso.
2. Tipo perfezionato.
3. 100 μA a 5 kV c. c.
4. 2 mA a 10 kV c. c.
5. 20 mA a 2 kV c. c.

BIBLIOGRAFIA

Soller, Starr, Valley: *Cathode ray tube displays.* (N. 22 serie MIT). Mc Graw Hill. New York 1948.

Moss: *Il cannone elettronico del tubo a raggi catodici.* « Journ. Brit. Inst. Radio Engineers ». Maggio 1945, Giugno 1946.

Schade: *Analisi del funzionamento di raddrizzatori.* « Proc. IRE ». Luglio 1943, Luglio 1945.

Mautner, Schade: *Alimentatori alta tensione a radio frequenza per televisione.* « RCA Licensee Bulletin LB 675 ». Agosto 1946; « RCA Review ». Marzo 1947.

Engstrom, Holmes: *Alimentazione per televisori.* « Electronics ». Aprile 1939.

Cocking: *Alimentazione elettronica di televisori.* « Wireless World ». Giugno 1947.

SCHADE: *Alimentatori ad alta tensione per tubi catodici funzionanti a radio frequenza.* « Proc. IRE ». Aprile 1943.

REUBEN LEE: *Electronic transformers and circuits.* Wiley, New York 1947.

HARRISON: *Trasformatori per comunicazioni e di alimentazione di alta qualità.* « Journ. SMPE ». Settembre 1944.

WALKERS: *Alimentazione elettronica per televisori.* « Wireless World ». Aprile 1948.

EANNARINO: *Raddrizzatori al selenio per televisori.* « Electronics ». Febbraio 1948.

COXAL: *Diodo di rendimento nelle basi tempo in televisione.* « Philips Technical Communications ». Agosto 1949.

STRONG: *Alimentatori per precipitazioni elettrostatiche.* « Electrical Engineering ». Marzo 1949.

DOMMARE, BREKOO: *Riscaldamento con correnti A.F. dei filamenti di raddrizzatori di un generatore in cascata.* « Revue Technique Philips ». Ottobre 1949.

PALMER: *Moltiplicatori di tensione per televisori.* « Radio Electronics ». Maggio 1950.

EWALD: *Produzione di tubi catodici metallizzati.* « Electronics ». Febbraio 1950.

WALKER: *Alimentatori per elevatissime tensioni con raddrizzatori metallici e moltiplicatori di tensione.* « J. Television Soc. ». Settembre 1949.

HADFIELD: *Lenti con magneti permanenti per tubi per televisione.* « Electronic Engineering ». Aprile 1950.

CAPITOLO XI

TELEVISORI

38. Dati su alcuni televisori.

I pochi schemi di questo paragrafo offrono un quadro sufficientemente completo delle attuali tendenze costruttive dei televisori.

Nei tipi economici la visione è effettuabile sempre sullo schermo luminescente del tubo catodico ma per quelli di maggior costo vi è una divisione fra le tendenze e cioè visione diretta sullo schermo del tubo e proiezione su di uno schermo in vetro smerigliato o materiale plastico contenuto nello stesso mobile. Si stanno diffondendo schermi lenticolari che permettono un angolo visuale notevolmente più ampio. In fig. 152 è lo schema del sistema ottico Schmidt normalmente adoperato. A tale scopo l'alimentazione alta tensione è notevolmente elevata, per ottenere un'alta brillantezza dello schermo luminescente, dato l'ingrandimento dell'immagine che il sistema offre e la perdita di luce dovuta all'assorbimento delle superfici riflettenti e dello schermo e lente di correzione.

L'alimentazione A.T. è normalmente ottenuta a mezzo del trasformatore di deviazione di riga, con uno o più tubi raddrizzatori, poichè la maggior parte dei televisori fa uso della deviazione magnetica; nei modelli con deviazione elettrostatica si ha un oscillatore A.F. con raddrizzatore per l'alimentazione.

A seconda delle dimensioni del tubo catodico per la deviazione di un tipo o dell'altro si fa uso oppur no di amplificatori di seguito agli oscillatori di riga e di quadro.

Lo schema del Motorola VT 71 è rappresentativo del tipo più economico americano, con tubo di 18 cm di diametro e deviazione elettrostatica.

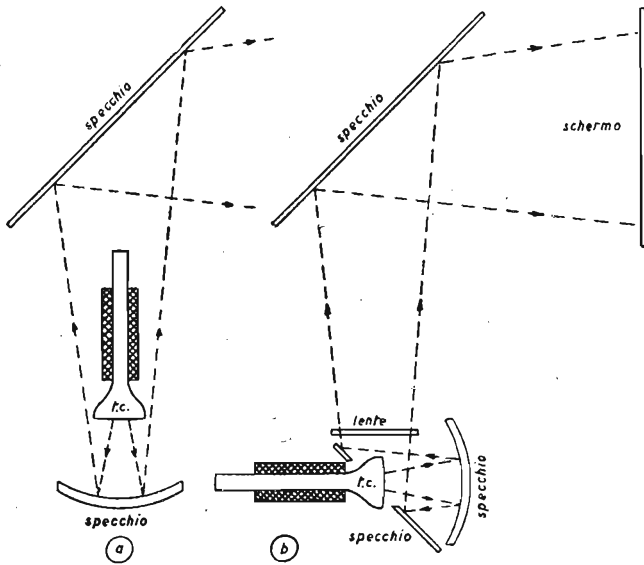
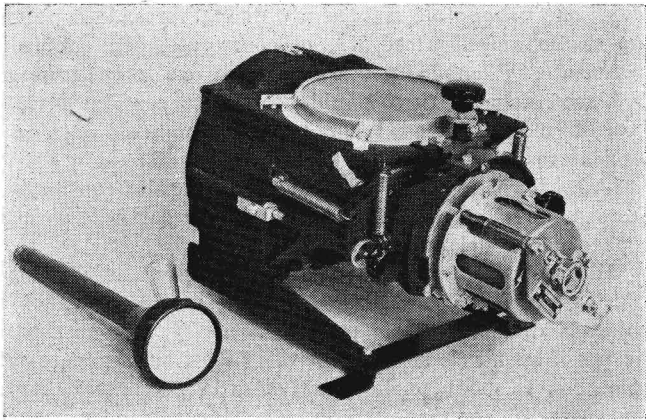



Fig. 152. – Sistema ottico Schmidt per proiezione.

DISPOSITIVO PER IL TUBO CATODICO PER PROIEZIONE DELLA PHILIPS.

Il circuito A.F. comprende uno stadio amplificatore con pentodo, 1, con possibilità di scelta di otto canali sui tredici previsti per le trasmissioni. Il convertitore e l'oscillatore fanno uso di due triodi, 2; l'accoppiamento fra catodo e griglia dell'oscillatore permette l'innesco e la capacità di 2 pF applica alla griglia del convertitore la tensione dell'oscillatore locale.

Un trasformatore e tre bobine accordate costituiscono con tre pentodi, 7, 8, 9, l'amplificatore di M.F. con la voluta larghezza di banda ed il rivelatore è un cristallo di germanio, seguito da un doppio filtro per l'accoppiamento diretto all'amplificatore video, 10. Questo, con i circuiti di compensazione, è accoppiato capacitivamente al catodo del tubo 14, senza reinserzione della componente continua. Dall'anodo dell'amplificatore video si preleva la M.F. suono, ottenuta per battimento fra le portanti al rivelatore, applicandola alla griglia di un tubo limitatore 3, precedente il discriminatore di rapporto 4. Un normale amplificatore di B.F. a due stadi, 5, 6, precede l'altoparlante.

Dall'anodo dell'amplificatore video 10 è prelevato il segnale che, applicato ai due separatori 11 e 12, sincronizza con i segnali di sincronismo gli oscillatori di riga e di quadro. Il primo di questi fa uso di un trasformatore 1 : 1 per ottenere l'inversione del segnale da applicare alle due placchette di deviazione orizzontale mentre per quella verticale è previsto uno stadio amplificatore, 13, in controfase, con circuito di sfasamento sull'anodo di uno dei triodi che lo costituiscono.

L'accensione di tutti i tubi è ottenuta con due serie disposte in modo adatto e l'alimentazione anodica è data da un duplicatore di tensione con raddrizzatori ad ossido.

L'alta tensione per il tubo catodico è fornita con un oscillatore A.F., 16, ed un raddrizzatore, 15; un partitore permette le regolazioni del tubo catodico.

Alla stessa categoria di televisori appartiene il Murphy 150, inglese, i cui particolari da notare sono i seguenti. Due limitatori di disturbo, sia per la visione (7, sezione sinistra) che per il suono (9, sezione destra), basati sul seguente principio. Con la modulazione positiva della portante i disturbi atmosferici si sommano ad essa producendo delle macchie particolarmente brillanti sullo schermo, molto moleste per

gli occhi (con la modulazione negativa si ha la loro somma sempre nel senso di una minore luminosità). Si dispone nel circuito un diodo con il catodo polarizzato positivamente, ad un valore tale da impedirne la conduttività per ogni ampiezza possibile del segnale: sorpassando tale ampiezza, a causa delle scariche, il diodo entra in funzione ed impedisce di ottenere una tensione di uscita maggiore. Dal catodo dell'amplificatore video 6 si ricava un segnale ch'è inviato ad un separatore di sincronismo a diodo, 5, e da questo all'amplificatore di M.F. 4 che funziona anche da amplificatore dei segnali di sincronismo. Questo particolare funzionamento è possibile in quanto i segnali di sincronismo sono applicati ad esso quando il segnale di M.F. è zero, dato che lo standard inglese comporta la trasmissione di segnali di sincronismo a mezzo della soppressione della portante. L'amplificatore di M.F. funziona quindi successivamente per i segnali di sincronismo e per la M.F. visione.

Il segnale visione all'uscita del rivelatore è di fase negativa, gli impulsi di fase positiva e conservano tale fase anche sul catodo del video. L'uscita del separatore della stessa fase è applicata alla griglia dell'amplificatore di M.F. attraverso un filtro. L'uscita di questo stadio, prodotta sulla resistenza di carico anodico, è applicata ai due circuiti di filtro per la separazione per i due oscillatori 13 e 11.

Il solo tubo oscillatore è adoperato per la base riga per quanto il tubo catodico sia di 25 cm di diametro.

Due soli comandi sono previsti anteriormente al ricevitore: il contrasto ed il volume. Non è previsto un controllo dell'ampiezza orizzontale dell'immagine ma si ha la possibilità di effettuare tre collegamenti sulle bobine di deviazione riga, compensando le variazioni di induttanza con corrispondenti prese su *L*. L'oscillatore di riga fa uso di un tetrodo, la cui griglia è utilizzata solo come elettrodo per la introduzione degli impulsi di sincronismo. La griglia schermo è alimentata dal catodo dello stadio finale dell'amplificatore di B.F., 10, per rendere minima l'influenza delle variazioni di tensione rete sulla frequenza dell'oscillatore. Poichè il potenziale medio di schermo è molto basso quasi tutta la tensione di alimentazione è applicata al tubo finale di B.F.

30
.34 μ
300 Ω
75 Ω
100
6
470 k
7F8
20
1k
10 k
1k
1k
2
1k
6
20
6AG5
100
15
1k
7F8
6AG5
15k
68
1,5k
1,5k
1k
1k
33k
10M
47k
33
1,5k
5k
.25
27k
1,5k
2,2M
CONTRASTO
2M
100k
1,5k
37
150μ
200
105
105
1k
1,5k
250
1k
250
250
250
120μ
100μ
60μ
22
470k
.05
10k
1M
.05
.05
6,8k
12SN7
12SN7
10k

MOTOROLA
mod.VT71
6AU6
6AL5
6SQ7
25L6
VOL.
6AG5
6AG5
6AU6
1N34
12SN7
7JP4
8016
FREQ.O.
AMP.O.
BRILL.
CEN.V.
CEN.O.
12SN7
6SL7
25L6
FREQ.V.
AMP.V.
FUOCO

Il modello 10 della U.S. Television corrisponde maggiormente alla media dei televisori americani quanto a numero di tubi adoperati e a funzioni ad essi affidate. Il gruppo A.F., comprendente i primi tre tubi, è identico a quello della RCA, il cui schema è in fig. 48. All'uscita di questo risultano le due M.F. per la visione ed il suono che hanno due amplificatori separati. La portante suono, modulata in frequenza, è rivelata da un discriminatore. La portante video è rivelata da un cristallo seguito da due stadi amplificatori video, 14, ed un diodo reinseritore della componente continua, 15, che funziona anche da separatore dei segnali di sincronismo. Un doppio amplificatore, 16, con limitatore, 15, fornisce su uscita catodica i segnali che, separati da due circuiti filtro, sono applicati alle griglie degli oscillatori 17 e 18. Quest'ultimo, di riga, è seguito da un amplificatore 19, che fa ottenere la tensione anodica al tubo catodico a mezzo del diodo 20, con il diodo 21, di smorzamento, provvede ad un funzionamento più redditizio. Lungo il circuito sono indicate le fasi del segnale e relative forme d'onda ed ampiezze che si debbono rilevare per un perfetto funzionamento.

Il televisore RCA 648 PTK è un tipo per proiezione comprendente le massime possibilità quanto a larghezza di banda passante, sensibilità, controllo automatico di sensibilità, stabilità di frequenza delle basi tempo, deviazione lineare, luminosità dell'immagine.

La sensibilità media sui 13 canali permette di ottenere un'ottima ricezione con 150 μV sull'aereo. Immagini completamente esenti da interferenze sono ottenute con segnali di 500 μV. Con 50 μV si ha ancora una buona sincronizzazione.

L'immagine proiettata sullo schermo ha 50 $\times$ 38 cm ed è sufficientemente luminosa per una perfetta visione in una camera bene illuminata.

I tubi hanno le seguenti funzioni: 4,5 (6BA6), 6 (6AU6) amplificatori di M.F. del suono; 7 (6AL5) discriminatore del suono; 8 (6AL5) rivelatore del CAS-rivelatore visione; 9 (6AT6) amplificatore CAS; 10 (6AL5) diodo del CAS-reinseritore della componente continua; 11, 12, 13, 14 (6AG5) amplificatori di M.F. visione; 15 (6AU6), 16 (6V6) amplificatori video; 17 (6SK7), 18 (6SN7), 19 (6J5) amplificatori di sin-

cronismo; 20 (6J5) oscillatore verticale e tubo di scarica; 21 (6K6) amplificatore di uscita verticale; 22 (6H6) discriminatore del sincronismo orizzontale; 23 (6K6) oscillatore orizzontale; 24 (6AC7) controllo oscillatore orizzontale; 25 (6J5) tubo di scarica orizzontale; 26, 27 (6BGB) amplificatori

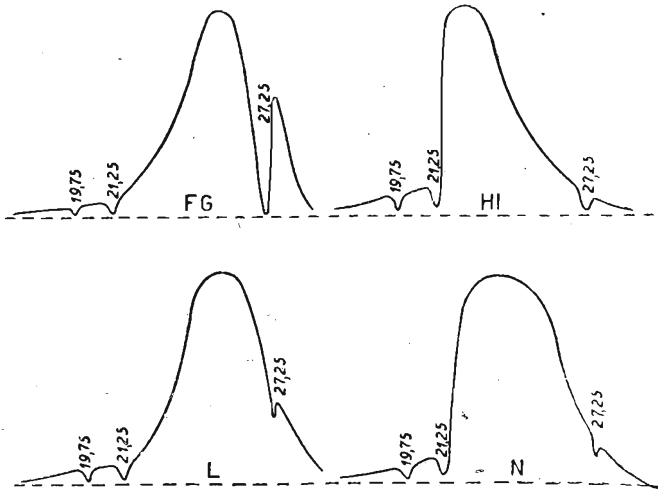



Fig. 153. – Curve di selettività relative ai circuiti del televisore RCA 648 PTK.

di uscita orizzontale; 28, 29, 30 (8016) raddrizzatori A.T.; 31 (6AS7), 32 (5V4) smorzatori; 33, 34, 35 (5U4) raddrizzatori.

I vari comandi del televisore indicati con lettere sullo schema, hanno le seguenti funzioni: *a* contrasto; *b* definizione video; *c* brillantezza; *d* frequenza verticale; *e* altezza dell'immagine; *f* linearità verticale; *g* centraggio verticale; *h* deviazione orizzontale; *l* larghezza dell'immagine; *i* linearità orizzontale; *m* frequenza orizzontale; *n* controllo del fuoco; *p* centraggio orizzontale.

Le frequenze di accordo dei vari circuiti sono le seguenti: M.F. suono 21, 25 MHz; F 25, 3; G 27, 25; H 22, 3; I 19, 75; L 25, 2; M 21, 25; N 23, 4.

Se si desidera ottenere la curva di resa di ogni stadio di

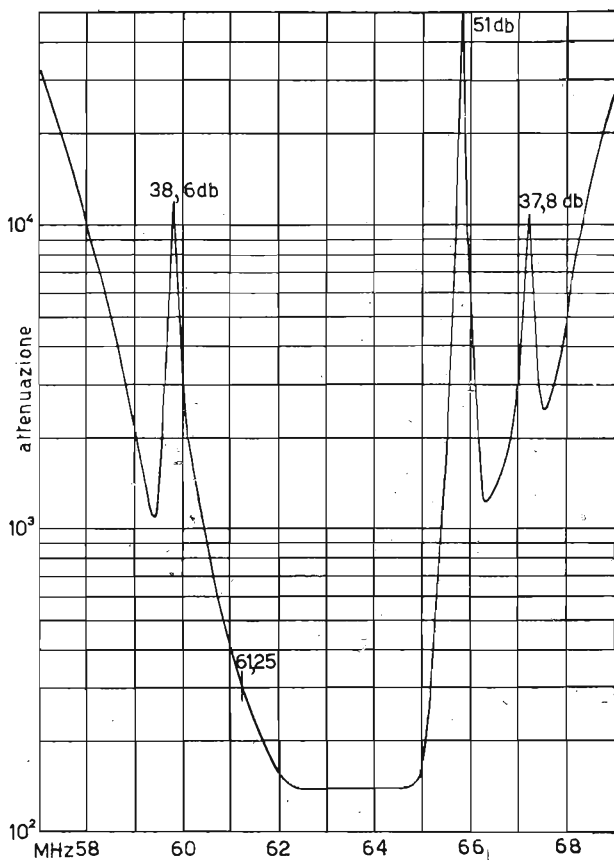
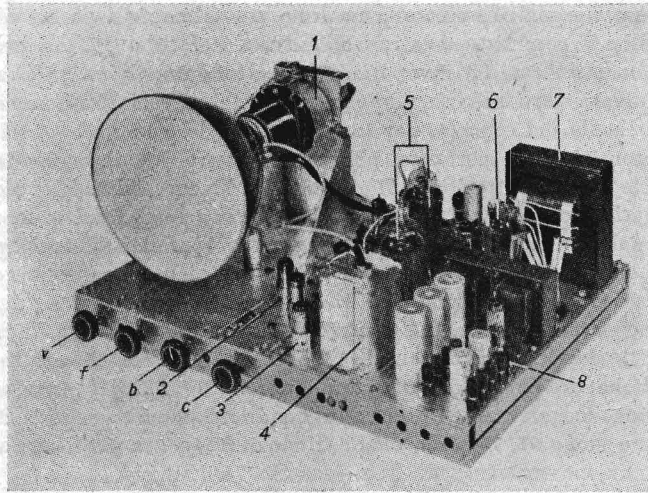



Fig. 154.
Curva generale di selettività del televisore RCA 648 PTK.

M.F., dopo aver controllato che per i vari canali si ha una resa sufficientemente appiattita e simmetrica si collega in parallelo a tutti i circuiti accordati una resistenza di circa 300 Ω chimica, eccetto sul circuito di cui si vuol osservare la resa: l'oscilloscopio va collegato in parallelo alla resistenza di carico del diodo rivelatore. In fig. 153 sono le curve che si os-

servano in questo modo relative ai circuiti indicati ed in figura 154 la curva generale di resa.

Si adoperano due stadi amplificatori video, 15, 16, per poter far funzionare il primo tubo amplificatore come limitatore di griglia. Infatti i segnali di sincronismo risultano sulla sua griglia di fase negativa e la caratteristica del tubo è

RICEVITORE SPERIMENTALE PHILIPS.
1, bobina di deviazione e concentrazione; 2, convertitore; 3, tubo per unità A. T.; 4, trasformatore di uscita dell'unità A. T.; 5, amplificatori della base tempo quadro e dell'unità A. T.; 6, raddrizzatore; 7, trasformatore di alimentazione; 8, morsetti per la misura delle tensioni di alimentazione.

con limitata escursione di griglia e segnali più ampi di 2 V da cresta a cresta, normalmente richiesti, portano la griglia all'interdizione e non risultano amplificati.

Gli impulsi prodotti dai disturbi atmosferici o di altro tipo si sommano alla portante e sulla griglia del primo stadio video sono limitati in ampiezza per non influenzare i separatori di sincronismo ed i generatori. È naturalmente ammessa una tolleranza nell'azione limitatrice in modo che i segnali di sin-

cronismo non risultino ridotti. Per l'accoppiamento con condensatori, senza reinserzione della componente continua, si ha un'azione limitatrice più effettiva per le righe chiare o bianche che per quelle scure o nere. Ma a ciò provvede il sistema automatico di sincronizzazione che può permettere una notevole introduzione di disturbi senza venire influenzato.

All'uscita del diodo 10, reinseritore della componente continua, i segnali di sincronismo sono parzialmente separati ed applicati con fase negativa all'entrata del tubo 17, da cui sono amplificati ed invertiti di fase: si fa uso di un tubo a pendenza variabile in modo che pur avendosi variazioni ampie del livello del segnale, per la regolazione del contrasto o dell'intensità della portante, non vi sia possibilità di taglio da parte della caratteristica di griglia. Il tubo successivo è invece polarizzato all'interdizione e sul suo anodo appaiono solo i segnali di sincronismo, di fase negativa. Applicati alla griglia del tubo limitatore anodico 6SN7, 18, essi mantengono sempre la stessa ampiezza anche se la tensione del segnale video del tubo catodico varia da 6 a 60 V da cresta a cresta.

Il ricevitore sperimentale Philips ha le seguenti caratteristiche: frequenza della portante visione 63, 25 MHz, modulazione negativa, 567 righe, 50 quadri, frequenza della portante suono 67, 75 MHz, modulazione di frequenza per il suono, deviazione massima di frequenza 2×75 kHz.

La sezione radio visione comprende un amplificatore A.F. (EF42), un convertitore autooscillatore (EF42), tre amplificatori di M.F. (EF42), un doppio diodo rivelatore e reinseritore della componente continua (EB41), un amplificatore video (EF42) ed un separatore (EF42).

La sezione suono comprende due amplificatori di M.F. (EF42), un rivelatore per modulazione di frequenza (EQ80), un amplificatore finale (EL41).

La sezione base tempi comprende un doppio triodo (ECC40) per la sincronizzazione e come oscillatore di blocco di quadro, un amplificatore finale di quadro (EL41) un doppio triodo (ECC40) per la sincronizzazione e come oscillatore di blocco di riga, un diodo economizzatore (EA40) ed un diodo di smorzamento (EA50).

L'alimentatore bassa tensione, 300 V, comprende un

doppio diodo (AZ50) ed un diodo (EZ40) per la polarizzazione di griglia fissa stabilizzata da una lampada al neon (150AI): in E ed F' la tensione è di — 160 V.

Il tubo catodico (MW. 22, 14) è alimentato, a 7 kV, da un alimentatore comprendente un oscillatore di blocco (EBC41), lavorante a 1250 Hz, seguito da un amplificatore (EL38) e da un diodo (EY51).

La regolazione della polarizzazione del primo tubo potrebbe far variare la frequenza dell'oscillatore, ma il circuito di questo è a ponte: la presa mediana della bobina L_4 e la terra sono le estremità della diagonale; le due griglie hanno una capacità rispetto alla massa (catodo) ch'è resa uguale con un compensatore, in tal modo non si ha più tensione A. F. rispetto alla massa. Variando l'impedenza fra la presa mediana di L_4 e la massa non si ha variazione della frequenza. La tensione dell'oscillatore è piccola: nella resistenza di fuga di griglia passano 4 μA.

In queste condizioni l'EF42 ha una pendenza di conversione di 3 a 4 mA/V e la resistenza equivalente al fruscio è molto più ridotta rispetto ai triodi esodi, ossia 5 kΩ contro 75.

Il valore nominale della M.F. è di 14 MHz e le bobine sono accordate sfalsate: L_5 a 10,7 MHz, L_6 a 13, L_8 a 14,1 L_9 a 11,1. La larghezza della banda passante è di 3,5 MHz. L_7 è accordato a 9,5 MHz, valore della M.F. del suono.

I comandi sono: *b* luminosità, *c* contrasto, *f* fuoco, *v* volume in B.F. *vh* frequenza oscillatore quadro, *fl* linearità quadro, *ph* ampiezza quadro, *hh* frequenza dell'oscillatore riga, *pw* ampiezza riga.

I dati delle bobine sono i seguenti:

L_1 8 spire filo smalto 0,3;

L_2 6 spire idem su nucleo di ferro per A.F. 6×6; distanza con L_1 4,5 mm. 65 MHz;

L_3 5 spire smalto 0,55 su nucleo 6×12;

L_4 4 spire smalto 1 mm., presa mediana, diametro 10 mm. 77,25 MHz;

L_5 L_6 L_8 L_9 35 spire smalto 0,3, nucleo 6×12;

L_7 35 spire smalto 0,3, nucleo 6×12, presa alla 6° dal basso;

L_{10} 50 spire smalto 0,2, ammassate, lunghezza 3 mm., 40 μH, nucleo 6×12;

L_{11} 150 spire smalto seta 0,2, ammassato, 240 μH, nucleo 6×12;

L_{12} 10 spire smalto 0,2, nucleo 6×12;

L_{13} 30 spire smalto 0,3; distanza da L_{12} 2 mm.; 9,5 MHz; nucleo 6×12;

L_{14} L_{15} idem, spaziate di 20 mm. fra gli assi;

L_{16} L_{17} L_{18} tubo 14×40; L_{17} e L_{18} 20 spire smalto 0,5, distanziate 11 mm.; L_{16} 20 spire smalto 0,2 avvolta su L_{17}.

BIBLIOGRAFIA

WRIGHT: *Ricevitori di televisione.* « RCA Review ». Marzo 1947.

WILDER: *La costruzione di ricevitori per televisione.* « QST ». Aprile 1938.

SHUMARD: *Ricevitore di televisione per dilettanti.* « QST ». Dicembre 1938.

ENGSTROM, HOLMES: *Ricevitori di televisione.* « Electronics ». Aprile 1938 ad Aprile 1939.

RICHARDS: *Ricevitore di televisione.* « Revue Technique Philips ». Vol. II, 1933, p. 33.

FOSTER, MOUNTJOY: *Ricevitore di televisione a basso costo.* « RCA Licensee Bulletin LB 520 ». Maggio 1940.

CARLSON: *Ricezione con antenne costruite nei televisori.* « RCA Review ». Aprile 1942.

FINK: *Un ricevitore di televisione per laboratorio.* « Electronics ». Luglio a Dicembre 1938.

FINK: *Un ricevitore di televisione per la casa.* « Electronics ». Settembre 1939.

JONKER, AVERBEEK: *Il tubo EQ*80, *un rivelatore di modulazione di frequenza.* « Revue Technique Philips ». Luglio 1949.

Ricevitore di televisione con immagine proiettata:

P. I.: *Sistema ottico.* « Revue Technique Philips ». N. 10, 1947.

P. II. DE GIER: *Tubo catodico.* Idem. Novembre 1948.

P. III. SIEZEN, KERKOF: *Apparecchio generatore della tensione anodica di* 25 *kV.* Idem. Dicembre 1948.

P. IV. HAANTJE, KERKHOF: *Deviazione magnetica.* Idem. Aprile 1949.

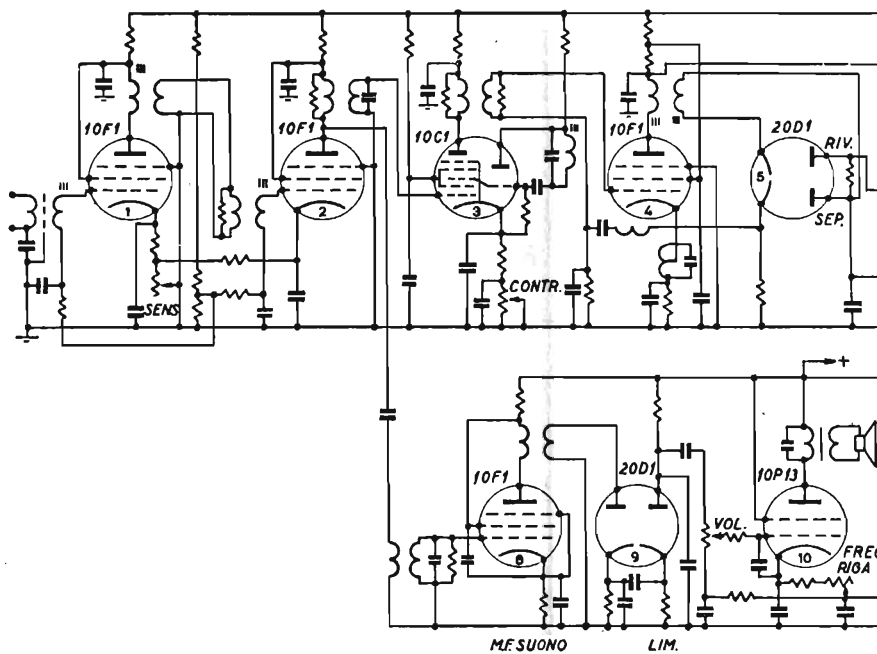
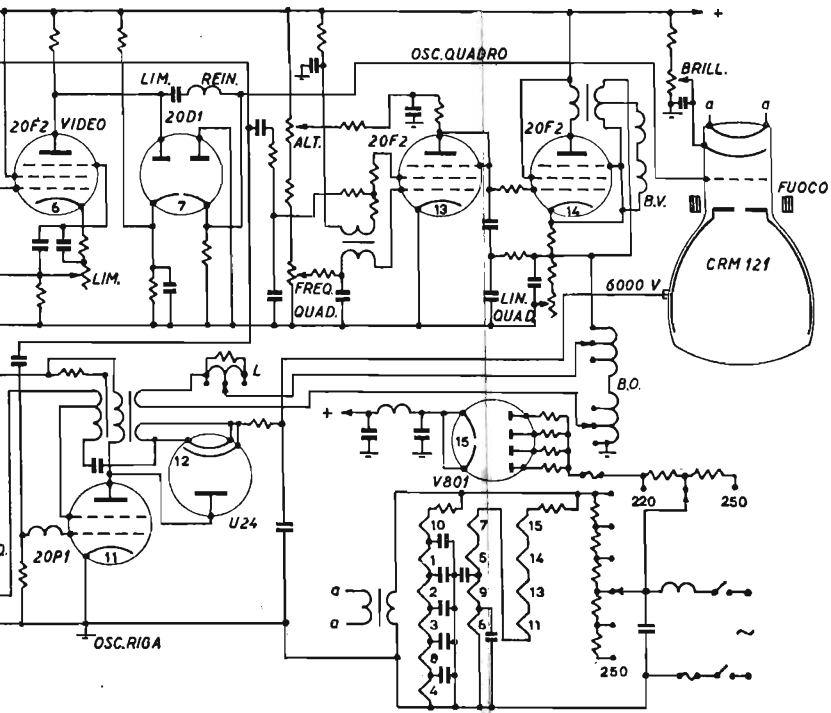
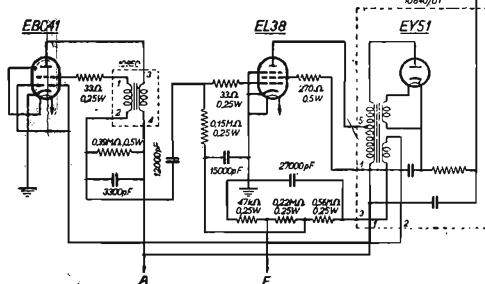
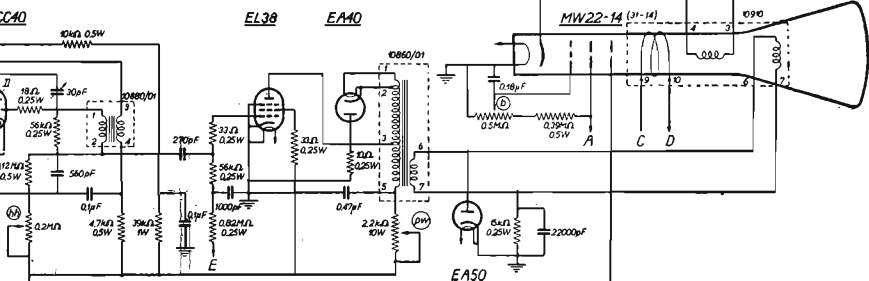
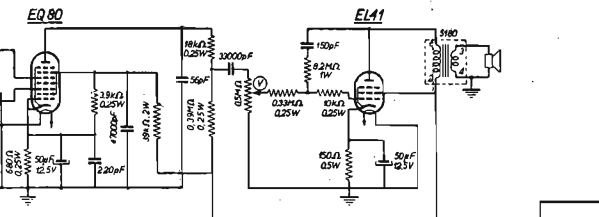
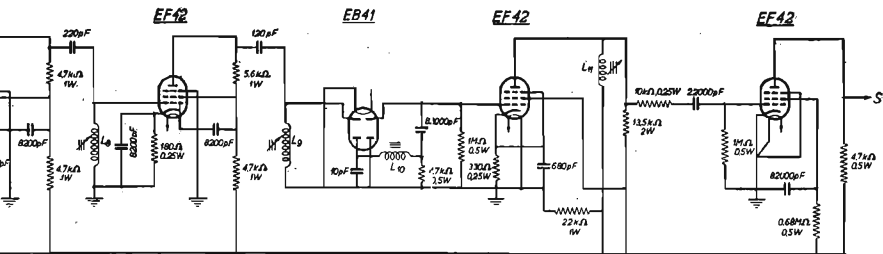
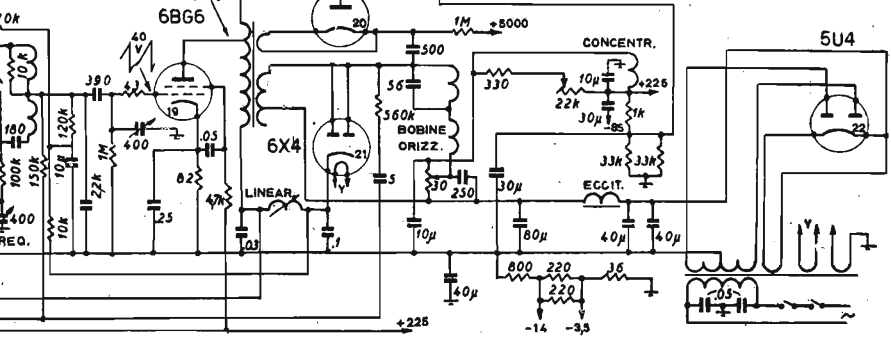
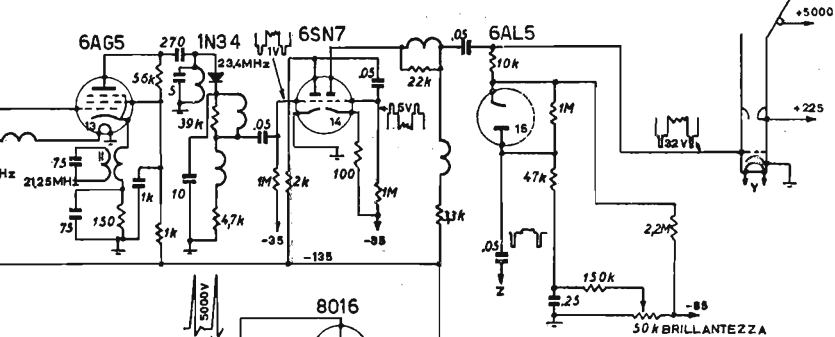
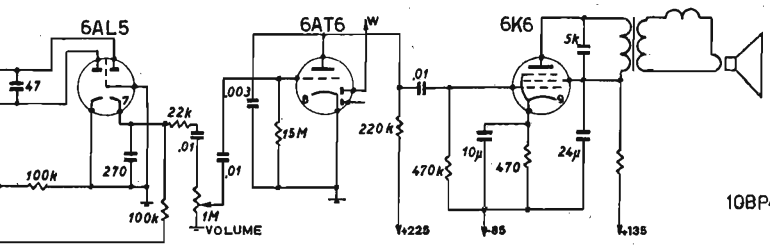
P. V. HAANTJE, KERKHOF: *Sincronizzazione.* Idem. Giugno 1949.

JAGER: *Un ricevitore sperimentale di televisione.* Edizione Philips.

ARMSTRONG: *Unità di proiezione per televisione.* « Radio Electronics ». Giugno 1950.

ASCHEN: *Nuovo ricevitore per TV senza trasformatori. Progetto con unità intercambiabili.* « TSF pour tous ». Ottobre 1949.

CHRETIEN: *Traité de reception de la television.* Chiron. Paris. 1949

ASCHEN GONDRY: *Theorie et pratique de la television.* Éditions LEPS. Paris. 1947.

10F1
1
10F1
2
10C1
3
10F1
4
20D1
5
RIV.
SEP.
SENS.
CONTR.
+
10F1
8
20D1
9
10P13
10
VOL.
FREQ
RIGA
M.F. SUONO
LIM.

MURPHY mod.V150

RCA mod.648 PTK
5TP4
+29000
+220
+265
+255
+150
+255-110
+30
+470
+475
+493
+290
B.V.
B.O.
500 cresta

EF42
EF42
EF42
EF42
EF42
EF42
ECC40
EL41
EZ40
150A1
AZ50
220V~
A
B
C
D
E
F

PHILIPS.

EF42
EB41
EF42
EF42
EQ80
EL41
CC40
EL38
EA40
MW22-14
EA50
EBC41
EL38
EY51
S
C
A
C
D
E
A
A
F

6BA6
21,25 MHz
6BA6
21,25MHz
6AU6
21,25MHz
+135
6AG5
25,3 MHz
27,25MHz
6AG5
22,3 MHz
19,75MHz
6AG5
GRUPPO A.F. RCA KRK2
10k CONTRASTO
6AL5
6SN7
FREQ
LINEARITÀ
BOBINE
VERTICALI
SIN CR.
6SN7
ALTEZZA
6SN7

U.S. TELEV.
mod.10
6AL5
6AT6
6K6
10BP4
6AG5
1N34
6SN7
6AL5
8016
6BG6
6X4
5U4
VOLUME
BRILLANTEZZA
CONCENTR.
BOBINE ORIZZ.
LINEAR.
ECCIT.

AMALDI G., **Misteri della materia. Atomi - Nuclei - Raggi cosmici.** [illegible], in-[illegible], di pag. XII-308, con 28 inc. nel testo, 38 tav. fuori testo e 1 tab. [illegible]

Questa rifusione aggiornata della « Alchimia del tempo nostro » di [illegible] e *L. Fermi* è un avviamento intelligibile per tutti alla conoscenza [illegible] atomico.

COSTA E., **Il cinelibro** (Passo ridotto). Guida per cineasti dilettanti e professionisti sulla presa e proiezione muta e sonora. 2ª edizione rifatta, 195[illegible] (uscirà in maggio 1951).

— **Guida pratica del radioriparatore.** 5ª edizione completamente rifatta. 1950, in-16, di pagine XX-892, con 564 illustraz. nel testo e 64 tabelle L. 2000

MANNINO PATANÈ G., **L'energia nucleare in tutte le sue attuali concezioni e realizzazioni.** 1950, in-16, di pagine XVI-216, con 55 illustrazioni e 6 tab., delle quali 3 fuori testo . . . . L. 900

— **Guida pratica per l'operatore cinematografico.** Proiezione - Acustica. 2ª edizione riveduta corretta ed ampliata. (4ª edizione de « Il cine sonoro »). 1950, in-16, di pagine XVI-404, con 350 illustrazioni . . . . L. 1000

— **La tecnica elettronica e sue applicazioni.** Dall'elettrone alla televisione a colori. 2ª edizione riveduta, corretta ed ampliata, con 952 illustrazioni e 36 tabelle complessivamente.

Tomo I. 1947, in-8, di pagine XX-534 . . . . (in ristampa)

Tomo II. di pagine XXVIII-616 (da pag. 535 a 1172) . . . . . L. 1800

Appendice ai tomi I e II. 2ª edizione riveduta corretta ed ampliata. 1947, in-8, di pagine XVIII-236, con 125 illustrazioni e 35 tabelle. Sopracoperta a colori . . . . L. 1200

RAVALICO D. E., **Meraviglie dell'elettronica e della televisione rese accessibili a tutti.** Guida alla conoscenza dell'era radio-elettronica. 1951, in-8°, di p. XX-188, con 57 figure nel testo e 72 tavole fuori testo di cui 4 a colori. Copertina a colori . . . . L. 1600

Rilegatura in tela . . . . L. 2000

— **Il radiolibro.** Elementi introduttivi e principi basilari - Caratteristiche dei recenti apparecchi radio - Caratteristiche delle valvole elettroniche europee e americane - Nuova raccolta di schemi di apparecchi radio di produzione industriale completati con le note di servizio. 11ª edizione completamente rifatta. 1949, in-8, di pagine XVI-608, con 825 figure, di cui 155 schemi completi di apparecchi radio, 348 zoccoli di valvole, 45 tabelle . . . . L. 1800

— **Primo avviamento alla conoscenza della radio.** Come è fatto, come funziona, come s'adopera l'apparecchio radio. 9ª edizione riveduta ed aumentata, 1950, in-16, di pagine XII-318, con 205 figure, 41 schemi di piccoli apparecchi radio, appendice e 2 tavole fuori testo . . . . L. 500

— **La moderna supereterodina.** 7ª edizione rifatta. 1950, in-16, di pagine XII-344, con 201 figure di cui 67 schemi di apparecchi radio . . . . . . L. 600

— **Servizio radiotecnico:**

Vol. I: « Strumenti per radiotecnici. Come funzionano, come si costruiscono e come si adoperano gli strumenti per il collaudo, il controllo e la riparazione dei moderni apparecchi radio ». 8ª edizione riveduta ed aumentata. 1950, in-16, di pag. XVI-380, 280 figure, 12 tabelle, 90 schemi di strumenti per il servizio radiotecnico. Appendice ultime novità . . . . . L. 650

Vol. II: « Radioriparazioni ». Ricerca ed eliminazione dei guasti e difetti negli apparecchi radio, note di servizio per tutti i principali apparecchi, con norme di allineamento e taratura, tabelle delle tensioni e delle correnti, dati pratici per la riparazione, ecc. 7ª edizione. 1951, in-16, di pagine XII-392, con 267 figure, 2 tavole fuori testo, 51 tabelle e note di servizio per 200 apparecchi radio . . . . L. 750

ROSA E., **Le resistenze nella tecnica elettronica.** 1949, in-8, di pagine XII-128, con 64 figure nel testo, 12 nomogrammi e 44 tabelle . . . . . . L. 1000

— **Modulazione di frequenza. Radioricevitori.** Manuale teorico pratico per il progetto e la messa a punto dei radioricevitori FM. 1951, in-8, di circa 250 pagine, 116 figure nel testo e 4 tavole fuori testo (schemi di tipi fondamentali di apparecchi commerciali riceventi FM) (uscirà in febbraio 1951).

EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO

Prezzo del presente volume L. 1200

E. COSTA - INTRODUZIONE ALLA TELEVISIONE